NOWY ELEKTRONIK

7/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

Rodzina wzmacniaczy / mpx Video firmy Maxim

Do serii tej należą układy Max452 /3/4/5/6/7[1]. Umożliwiają wzmacnianie/multipleksowanie, krosowe przełączanie sygnałów video, bezpośrednie sterowanie kabli 75Ω, sterowanie przetworników natychmiastowych (flash).

1. Układy MAX452/3/4/5

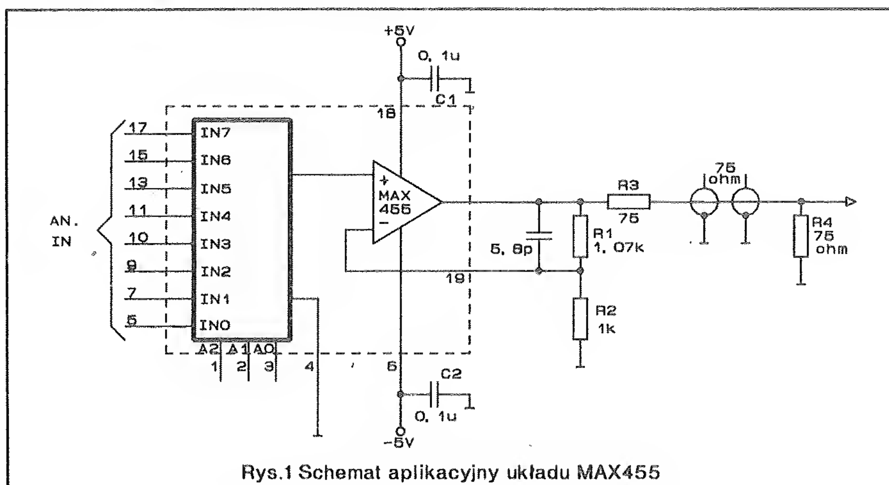
Układ MAX452 jest wzmacniaczem video o jednostkowym wzmocnieniu i paśmie 50MHz mogącym bezpośrednio sterować obciążenie 75Ω. Układy MAX453/4/5 tworzą kompozycję 50MHz wzmacniacza video z multiplekserem dającym odpowiednio 2, 4 lub 8 kanałów. Wszystkie układy rodziny pracują przy napięciu zasilającym ±5V i pobierają zwykle 250mW mocy.

W zastosowaniach video wzmacniacze umożliwiają bezpośrednie wysterowanie obciążenia 150Ω w zakresie ±2V lub 75Ω w zakresie ±1V. Nie wymagają zewnętrznych elementów kompensacyjnych. MAX453/4/5 pracują w układzie nieodwracającym, którego wzmocnienie jest ustawiane przez dwa zewnętrzne rezystory. Minimalne wzmocnienie z zamkniętą pętlą wynosi 0dB. W większości zastosowań wzmocnienie z zamkniętą pętlą ustawia się na 0dB lub +6dB (1V/V lub 2V/V), co gwarantuje minimalną szerokość pasma 25MHz.

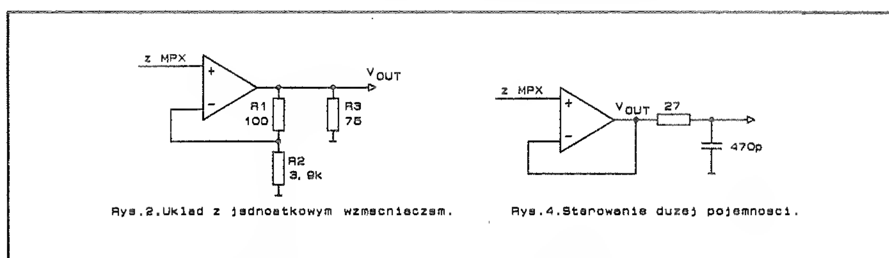
Wzmacniacz video jest szerokopasmowym, o niskim wzmocnieniu wzmacniaczem operacyjnym optymalizowanym do sterowania obciążeń niskoimpedancyjnych. Wzmocnienie z otwartą pętlą jest rzędu 40V/V przy obciążeniu 75Ω. Wprowadzany mały błąd wzmocnienia może być łatwo usunięty przez nastawienie rezystorów regulujących wzmocnienie. W celu zapewnienia najlepszej charakterystyki impulsowej rezystancja obciążenia powinna wynosić (w Ω):

75 * WZMOCNIENIE (V/V).

Stąd przy wzmocnieniu +6dB (2V/V) optymalnym obciążeniem jest 150Ω. W przypadku użycia większej rezystancji wystąpią nierównomierności charakterystyki wzmacniacza w pobliżu częstotliwości 3dB. Jeśli sterowane jest obciążenie pojemnościowe, takie jak wejście przetwornika równoległego należy "izolować" obciążenie za pomocą rezystore szeregowego (Rys.4). Pasmo przenoszenia wzmacniacza zależy zarówno od wzmocnienia z zamkniętą pętlą jak i rezystora obciążającego. Ilustruje to Tab. 1 dla układów MAX453/4/5 przy różnych wzmocnieniach i optymalnych rezystancjach obciążających. Układ MAX452, który nie ma multipleksera na wejściu, pracuje z pasmem ok.20% większym. Własność multiplekserów łączenia przełącznego (break-before-make) zapewnia, że dwa kanały nigdy nie będą połączone razem. Małe napięcie niezrównoważenia i szerokie pasmo umożliwiają kaskadowanie układu MAX455 w celu uzyskania 64-kanałowego systemu przy zachowaniu wierności sygnału. Typowe zastosowanie układu MAX455 przedstawia Rys.1. Rezystor R3 osłabia sygnał dwukrotnie, więc dla wyrównania wzmacniacz pracuje ze wzmocnieniem 2V/V. W ten sposób



Rys.1 Schemat aplikacyjny układu MAX455



Rys.2.Układ z jednostkowym wzmacniaczem.

Rys.4.Sterowanie dużej pojemności.

Skład - P.W. "ARTCOM"
Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Adres Redakcji

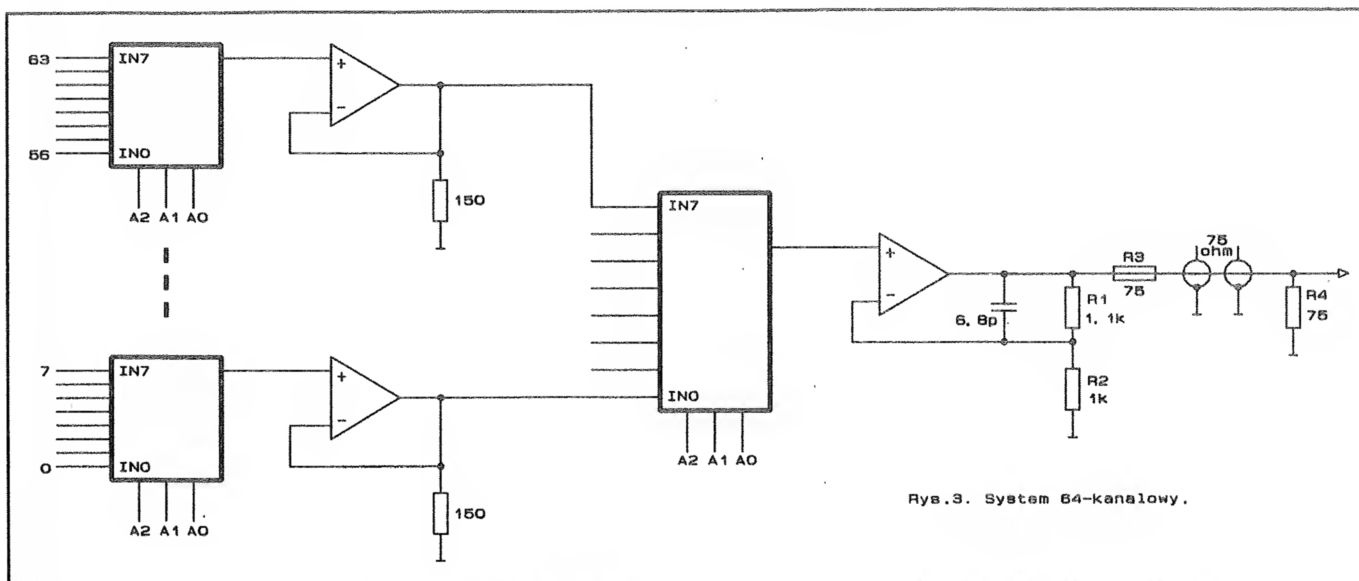
P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32

Redaguje zespół: J. Ryszard Świątkowski - red. naczelny, Janusz Romanowski, Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk, Janusz Mikowicz

Stali współpracownicy:

Bieńkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Pędzik Zbigniew, Szczęśnlewicz Sławomir, Rode Aleksander.

Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.



mamy jednostkowe wzmocnienie sygnału wejściowego względem wyjścia kabla. Wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą wyznaczają rezystory R1 i R2 wg formuły:

V_{OUT}/V_{IN}=G*(R1+R2)/GR2+R1+R2

gdzie G jest wzmocnieniem z otwartą pętlą tj. ok.70V/V przy obciążeniu 150Ω. C1, C2 - kondensatory blokujące.

Kanały multipleksera są wybierane wejściami A1, AO i A2 (Tab.2), które akceptują poziomy logiczne TTL oraz CMOS. GND powinno być połączone z masą cyfrową. Jeżeli AO, A1 i A2 są pływające (niepodłączone) to wewnętrzne źródła prądowe utrzymują AO i A1 w stanie niskim, a A2 w stanie wysokim. Wówczas aktywny jest kanał 0 dla układów MAX453/4, zaś 4-ty dla MAX455.

1.1. Wskazania aplikacyjne

Rys.2 przedstawia połączenia dla przypadku jednostkowego wzmocnienia wzmacniacza. R1 i R2 ustalają nominalne wzmocnienie 1.00V/V. R3 stanowi obciążenie. Jeżeli nie zależy nam na precyzyjnym ustawieniu wzmocnienia, można pominąć R1 i R2, a -IN połączyć bezpośrednio z V_{OUT}.

Rys.3 przedstawia system 64-kanałowy. Pierwsze 8 układów pracuje z jednostkowym wzmocnieniem (ok.0.99V/V) i rezystorem obciążającym 150Ω, który powoduje osiągnięcie szczytowej wartości wzmocnienia w pobliżu 40MHz, co zapobiega spadkowi wzmocnienia końcowego wzmacniacza pracującego ze wzmocnieniem 2V/V. Całkowite wzmocnienie jest ustalane rezystorem R1. Częstotliwość 3dB wynosi ok.35MHz.

Rys.4 pokazuje wzmacniacz sterujący obciążenie pojemnościowe. Rezystor izolujący 27Ω minimalizuje nierównomierności sygnału przy wysokich

Tabela 1

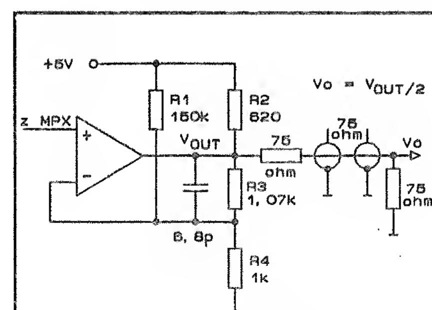
Wzmoc.(V/V)	f-3dB(MHz)	R1(Ω)	R2(Ω)	Robc(Ω)
1	50	0	∞	75
2	40	1k	1k	150
5	30	4k	1k	390
10	18	9k	1k	750

Tabela 2

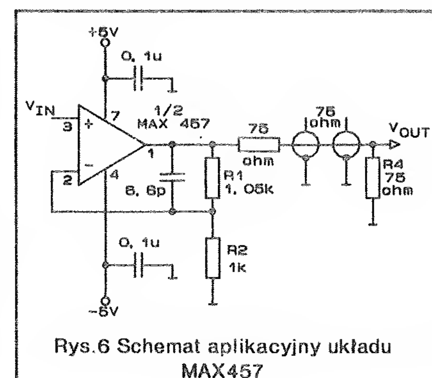
MAX 453		MAX 454			MAX 455			
AO	kan.	A1	AO	kan.	A2	A1	AO	kan.
L	0*	L	L	0*	L	L	L	0
H	1	L	H	1	L	L	H	1
		H	L	2	L	H	L	2
		H	H	3	L	H	H	3
					H	L	L	4*
					H	L	H	5
					H	H	L	6
					H	H	H	7

częstotliwościach. Z reguły, rezystor powinien być tak dobrany, by iloczyn RC był równy 10ns lub dłuższy. Zasady tej nie stosuje się, gdy R jest większe niż 150Ω (lub C mniejsze niż 100pF). Wzmacniacz może sterować 100pF bezpośrednio bez rezystora izolującego.

Wzmacniacz video jest podobny do wzmacniacza transkonduktancji, ponieważ prąd wyjściowy jest proporcjonalny do różnicy napięcia wejściowego i zwrotnego. Współczynnik transkonduktancji Gm wynosi ok.0.5mA/mV. Impedancja wyjściowa wzmacniacza wynosi ok. 1kΩ. Daje to wzmocnienie napięcia (bez obciążenia) Gm * Ro = 500V/V lub 54dB. Sygnały video są często unipolarne, tj. z zakresu 0 do +1V. Wzmacniając takie sygnały możemy redukować zniekształcenia fazy przez wstępną polaryzację stopnia wyjściowego wzmacniacza jak pokazano na Rys.5. Sygnał 0 do +2V steruje obciążenie 150Ω. Rezystor R2 zasila prądem 6.5mA przy Us = 1V. Zamiast zasi-



Rys.5 Minimalizacja zniekształceń fazy



Rys.6 Schemat aplikacyjny układu MAX457

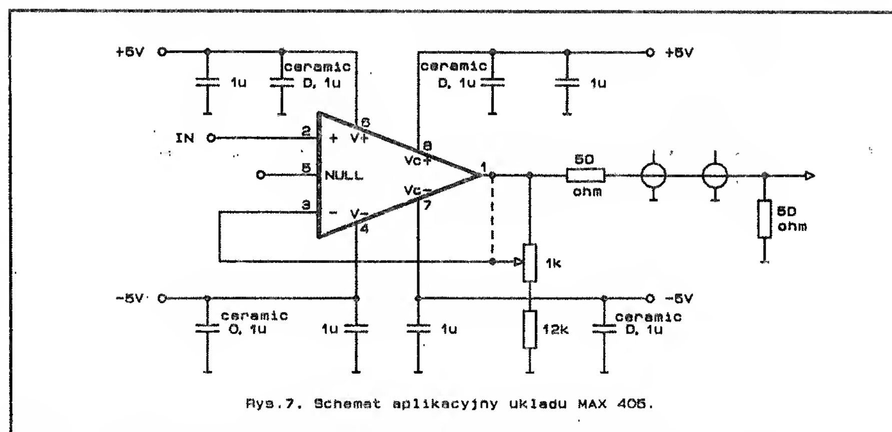
Parametry elektryczne

* wartości graniczne — V^+ - +12V; V^- - -12V; IN ANAL.- V^+ +0.3V do V^- -0.3V; IN CYFR. - -0.3V do V^+ +0.3V
* wartości nominalne — V^+ = +5V, V^- = -5V, R_L = 150Ω, T_A = 25°C, -2V < V_{IN} < 2V.

Parametr	Warunki	Min.	Typ.	Max.	Jedn.
Napięcie wejściowe V_{IN}		-2		2	V
Wejściowe napięcie niezrówn. V_{OS}			2	5	mV
Dryf V_{OS}			20	100	µV/°C
Wejściowy prąd polaryz. I_B			0.01	10	nA
Rezystancja wejściowa R_{IN}			10^{11}		Ω
Wzmocnienie z otwartą pętlą A_{VOL}	R_L=1000Ω	180	260		V/V
	R_L=150Ω	45	70		V/V
	R_L=75Ω	25	38		V/V
Dryf A_{VOL}	R_L=150Ω		0.5		%/°C
CMRR	-2V<V_{IN}<2V	60	80		dB
PSRR	4.5V do 5.5V	54	66		dB
Szybkość narastania nap. wyj.		150	300		V/µs
3dB szer. pasma	A_V=0dB, R_L=75Ω	30	50		MHz
	A_V=6db, R_L=150Ω	25	40		MHz
Impedancja wyjściowa R_{OUT}	f=100kHz, A_V=0dB		2		Ω
Prąd wyjściowy I_{OUT}	R_L=150Ω	14	20		mA
Napięcie wyjściowe V_{OUT}	R_L=150Ω	±2.1	±3		V
Napięcie zasilania V^+, V^-		±4.5		±5.5	V
Prąd zasilania I_{CC}	V_{IN}=0V	20	25	30	mA
V_{IL}				0.8	V
V_{IH}		2.4			V
Pojemność kondensatora włącz. C_{ON}			7	15	pF
Pojemność kondensatora wył. C_{OFF}			3.5	12	pF

lania prądem 13mA, mamy zasilanie symetryczne ±8mA, co redukuje zniekształcenia fazy do ok. 1 stopnia przy 4MHz. Rezystor R1 kompensuje niezrównoważenie wzmacniacza wprowadzane przez prąd płynący przez R2, R3 i R4 ustalając wzmocnienie wzmacniacza z zamkniętą pętlą.

W celu minimalizacji przesłuchów między kanałami, w obwodzie drukowanym należy prowadzić ścieżki masy pomiędzy ścieżkami sygnałów. Napięcie zasilające powinno wynosić ±5V z dokładnością ±5%.



Rys.7. Schemat aplikacyjny układu MAX 405.

2. Układ MAX457

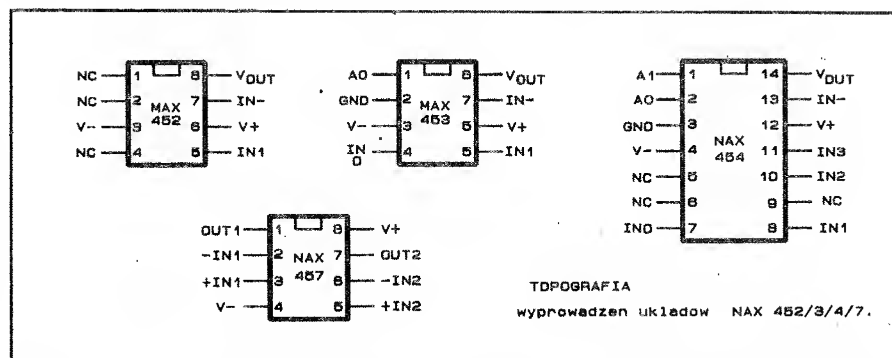
Zawiera dwa wzmacniacze sygnału video o parametrach niemal identycznych z układem MAX452. Może sterować bezpośrednio kable 75Ω w 3dB paśmie 70MHz przy jednostkowym wzmocnieniu napięciowym. Wzmocnienie z zamkniętą pętlą ustalają dwa zewnętrzne rezystory. Nie są wymagane żadne zewnętrzne elementy kompensacyjne. Prąd wyjściowy wzmacniacza można wyznaczyć z równania

$I_{OUT} = Gm * \Delta V_{IN}$,

gdzie Gm wynosi ok. 0.6A/V, zaś ΔVIN jest różnicą napięć na wejściu odwracającym i nieodwracającym. Impedancja wyjściowa wynosi ok. 1.1kΩ. Daje to wzmocnienie napięciowe nieobciążonego wzmacniacza Gm * Ro = 660V/V. Jest ono drastycznie redukowane przy obciążeniu 75 lub 150Ω. Typowy układ aplikacyjny pokazuje Rys.6. Wzmocnienie z zamkniętą pętlą wynosi tu 2V/V. R1 może być wyznaczone z następującego równania:

R1 = R2 * [(AG + A - G)/(G - A)],

gdzie A - wzmocnienie z zamkniętą pętlą, G - wzmocnienie z otwartą pętlą (w przybliżeniu równe Gm * R_{LOAD}). Rezystancję obciążenia R_{LOAD} stanowi równoległe połączenie rezystancji wyjściowej wzmacniacza z (R1 + R2) oraz obciążeniem 150Ω. Dla zapewnienia stabilności wzmacniacza jego obciążenie powinno spełniać warunek 75 * A.



3. MAX405 - precyzyjny wzmacniacz/bufor sygnału video.[2]

Jest to idealny układ sterujący 50Ω i 75Ω kable współosiowe kolorowymi sygnałami video. Przy ciągłym prądzie wyjściowym 60mA jest w stanie wysterować bezpośrednio obciążenie 50Ω w zakresie ±3V lub do czterech obciążeń po 150Ω w zakresie ±2.25V. Opis wyprowadzeń jest następujący:

[1] OUT Wyjście

[2] IN+ Wejście nieodwracające

[3] IN- Wejście odwracające; łącząc z OUT poprzez dzielnik rezystancyjny można bardzo dokładnie ustawić wzmocnienie max.1.1V/V; większe wartości powodują nieliniowość i niestabilność układu; IN - nie może być używane jak zwykłe wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego.

[4] V^- Zasilanie -5V.

[5] NULL Ustawianie napięcia niezrównoważenia; normalnie nie podłączone; w celu redukcji tego napięcia, należy połączyć z suwakiem 1kΩ potencjometru, którego jeden koniec łączymy z V^+ a drugi z V^- poprzez opornik 9.1kΩ.

[6] V^+ Zasilanie +5V.

[7] V_{C-} Zasilanie stopnia wyjściowego (-5V).

[8] V_{C+} Zasilanie stopnia wyjściowego (+5V).

Podstawowy układ aplikacyjny przedstawia Rys.7, a najważniejsze parametry są następujące ($V^+ = V_{C+} = 5V$, $V^- = V_{C-} = -5V$, $R_L = 50Ω$, $C_L = 15pF$)

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:

[1] MAXIM-New Releases Data Book 1990

[2] MAXIM New Releases Data Book 1992

Parametr	Warunki	Min.	Typ.	Max.	Jedn.
Wzmocnienie napięcia A		0.991	0.994	1.1	V/V
Napięcie niezrówn. V_{OS}		-5	±2	5	mV
Dryf V_{OS}			25		µV/°C
Wejściowy prąd polaryzacyjny					
I_{B+}	V_{IN}=0V	-2		2	mA
I_{B-}			10		mA
Rezystancja wejściowa R_{IN}			2.5		MΩ
Pojemność wejściowa C_{IN}			0.6		pF
Napięcie wyjściowe V_{OUT}			±3.4		V
Prąd wyjściowy I_{OUT}		60			mA
Impedancja wyjściowa R_{OUT}			0.01		Ω
Nieliniowość	sygnał ±2V		±1		mV
Zasilanie V+, V-		±4.75	±5	±5.25	V
Pobór prądu	V+,V-=±5V		±35	±40	mA
3dB pasmo		125	180		MHz
Szybkość narastania sygnału		450	650		V/µs
Czas narastania/opadania			8	12	ns

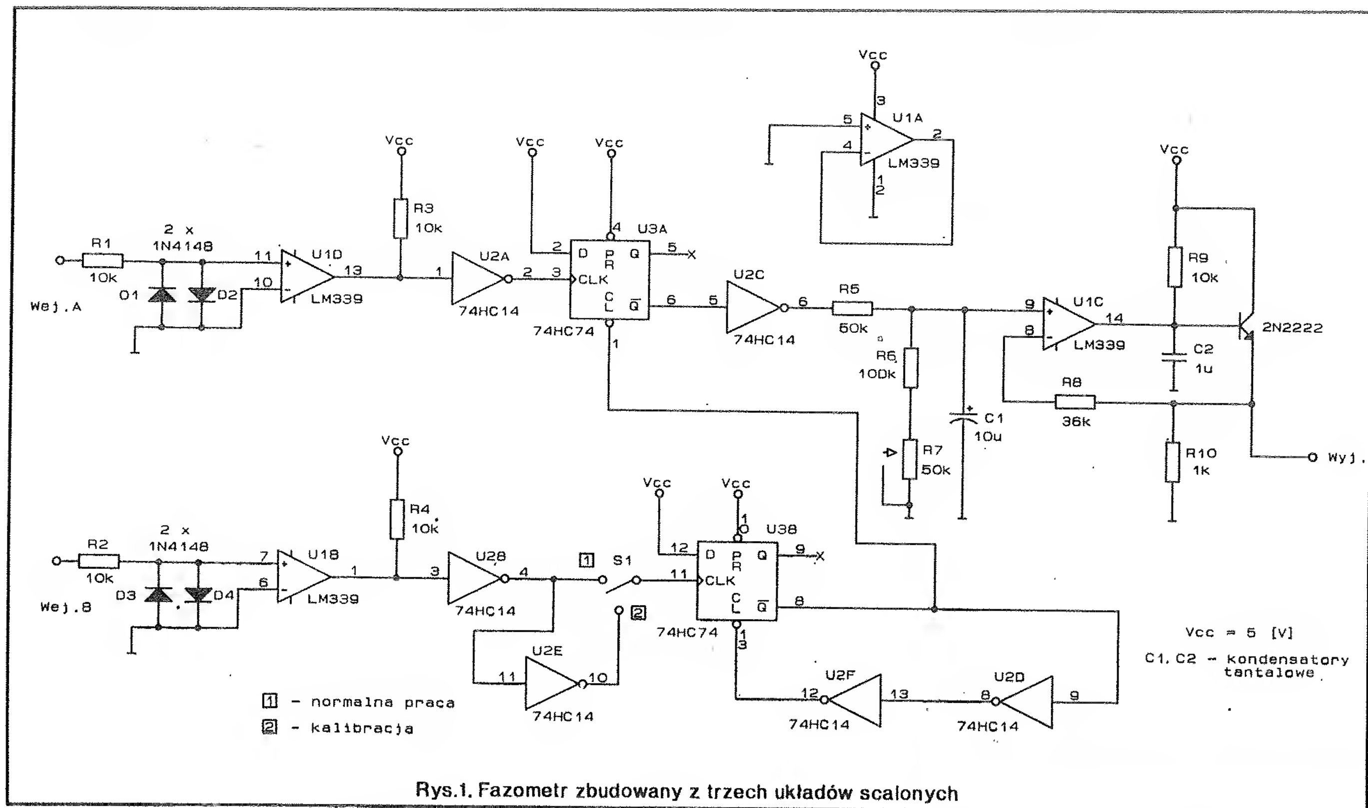
Proste układy fazometrów

Fazometr zbudowany z trzech układów scalonych

Prosty, ale efektywny układ fazometru do mierzenia różnic fazowych przebiegów sinusoidalnych i prostokątnych, niskich częstotliwości można zbudować w oparciu o trzy układy scalone. Tak zbudowany układ zapewnia dokładność pomiaru lepszą niż 0.5° i może analizować całą skalę przesunięć tzn. 0÷360°. Układy scalone, które będą wykorzystane, to dwa układy CMOS, cyfrowe:74HC74 - dwa przerzutniki D, 74HC14 - sześć inwerterów z wejściami z histerezą(wejścia Schmitta) oraz układ LM339 - poczwórny analogowy komparator. Schemat układu przedstawia Rys.1.

Opis działania układu fazometru

Układ z Rys.1 mierzy różnicę faz dwóch przebiegów i wynik pomiaru podaje na wyjściu w postaci napięcia stałego proporcjonalnego do mierzonej różnicy fazy. Wejściem do układu są dwa wejścia nieodwracające sekcji V1D i V1B komparatora LM339 - InA oraz InB na Rys.1. Komparatory V1D i V1B wykrywają przejście przez poziom zera na każdym z wejść InA i InB - odpowiednio, ponieważ wejścia odwracające(które stanowią w takim układzie poziom odniesienia) zostały podłączone do poziomu zera(masa). W celu ochrony wejść komparatorów V1D i V1B przed przepięciami z wejścia, zastosowano ograniczniki napięcia na diodach D1÷D4. Wszystkie napięcia (plus i minus), które przekroczą poziom przewodzenia diody zostają zwierane poprzez diodę do masy - wejścia nieodwracające V1D i V1B. Rezystory R1 i R2 ograniczają prąd wejściowy i zabezpieczają diody wejściowego ogranicznika D1÷D4 przed uszkodzeniem nadmiernym prądem. Sekcje V2A i V2B układu 74HC14 - inwertery z wejściami Schmitta - pracują jako bufory pomiędzy wyjściem z komparatora, a wejściem do układu CMOS74HC74. Rezystory R3 i R4 łączące wejścia inwerterów V2A i V2B do napięcia zasilającego Vcc są obciążeniem dla wyjść komparatorów V1D i V1B/LM339. Przerzutnik V3A/74HC74, jest skonfigurowany jako przerzutnik set/reset.Układ ustawiany jest w stan "1"(set) w odpowiedzi na narastające zbocze z inwertera V2A(odpowiada to opadającemu zboczu na wejściu InA). W stan "0" układ ustawiany jest ujemnym impulsem na wejściu 1-Clear, które jest sterowane wyjściem Q/V3B. Układy V2D i V2F oraz V3B formują pojedynczy wąski impuls w odpowiedzi na narastające zbocze z układu V2B(odpowiada to opadającemu zboczu na wejściu InB). Ten wąski impuls podawany jest na wyżej wspomniane wejście 1-Clear, aby ustawić w stan "0"(reset) układ V3A. Przebieg zdarzeń obrazują przebiegi czasowe dla tego układu. Inwerter V2C buforuje wyjście układu V3A i odwraca fazę sygnału. Rezystory R5,

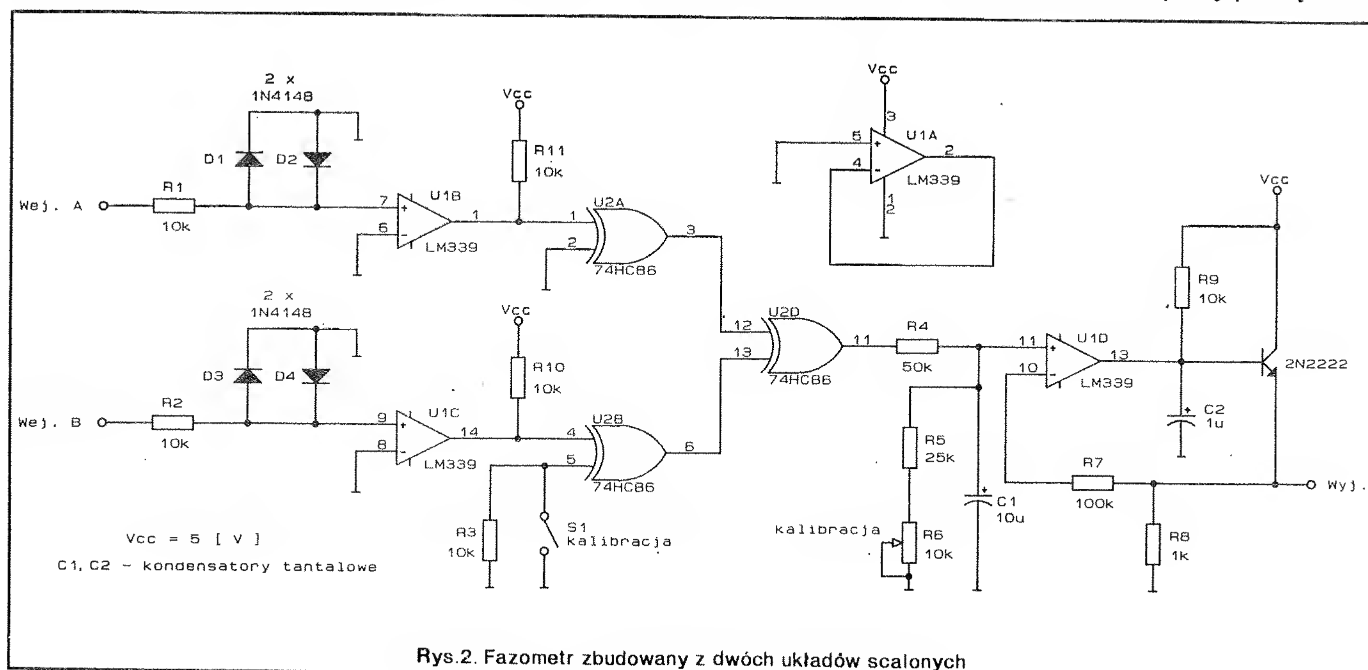


Rys.1. Fazometr zbudowany z trzech układów scalonych

R6, R7 wraz z kondensatorem tworzą dzielnik napięciowy z filtrem dolnoprzepustowym. W tym układzie odbywa się skalowanie i filtrowanie napięcia wyjściowego z V2C. Wyjściowe napięcie z V2C jest w postaci dodatnich impulsów, których długość jest proporcjonalna do czasu pomiędzy przejściami przez poziom 0 na wejściach InA i InB. Z analizy przebiegów czasowych - Rys.3 wynika, że tylko przejście w jednym kierunku jest mierzone, co umożliwia pomiar fazy w całym zakresie kąta 0÷360°.Odpowiednio zatem napięcie średnie na kondensatorze C1 jest proporcjonalne do tego czasu(jest to czas ładowania kondensatora) czyli do różnicy faz pomiędzy sygnałami na wejściach InA i InB. W ten sposób zakodowana różnica faz jest podawana do wejścia układu wzmacniacza-wtórnika napięciowego. Sekcja V1C/LM339 wraz z tranzystorem 2N2222 tworzą wzmacniacz z jednostkowym wzmocnieniem.Układ ten służy do zwiększenia impedancji widzianej przez kondensator C1, oraz do zmniejszenia impedancji wyjściowej układu. Kondensator C2 utrzymuje wraz z rezystorem R9 komparator U1C na liniowej części jego charakterystyki. Na wyjściu układu otrzymujemy napięcie, które jest proporcjonalne do różnicy faz. Cyfrowy miernik napięcia na dobranym zakresie podczas kalibracji układu będzie wskazywał przesunięcie fazowe w stopniach.

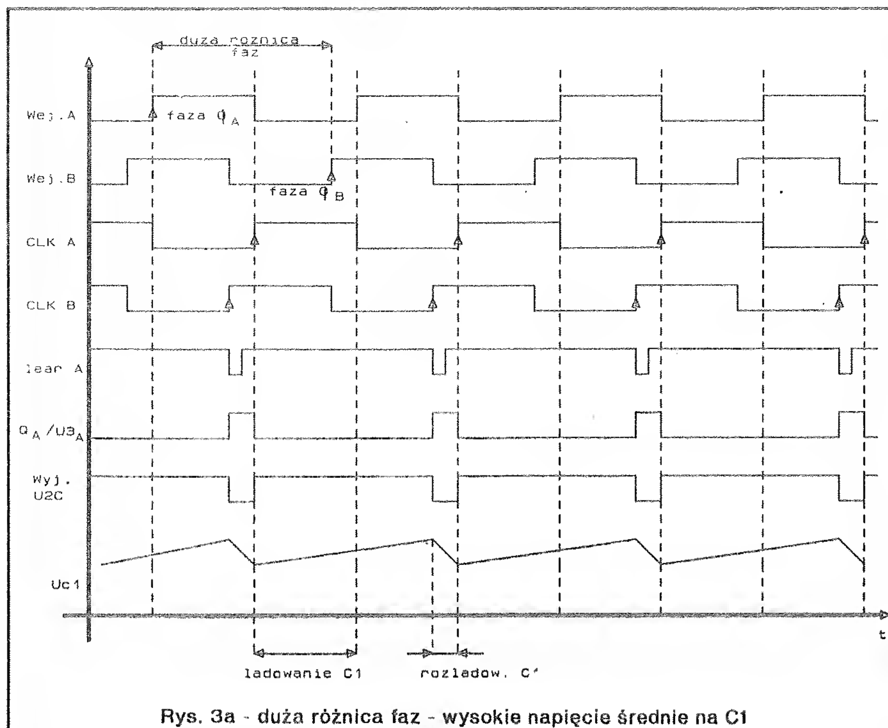
Sposób kalibracji układu

W celu kalibracji układu należy do obydwu wejść InA i InB dostarczyć prostokątny przebieg o napięciu 1Vpp i częstotliwości z zakresu 50÷1000Hz. Na wyjście układu (pomiędzy "Out" a masę) podłączamy woltomierz cyfrowy. Następnie otwieramy 1/S1, i zamykamy 2/S1. W ten sposób dokonujemy odwrócenia fazy przebiegu podawanego na wejście InB o całe 180° (inwerter V2E). Teraz regulując rezystorem R7 doprowadzamy wskazania woltomierza cyfrowego do stanu 1.800[V]. Skoro już dokonaliśmy kalibracji, wracamy do stanu normalnej pracy przełącznika

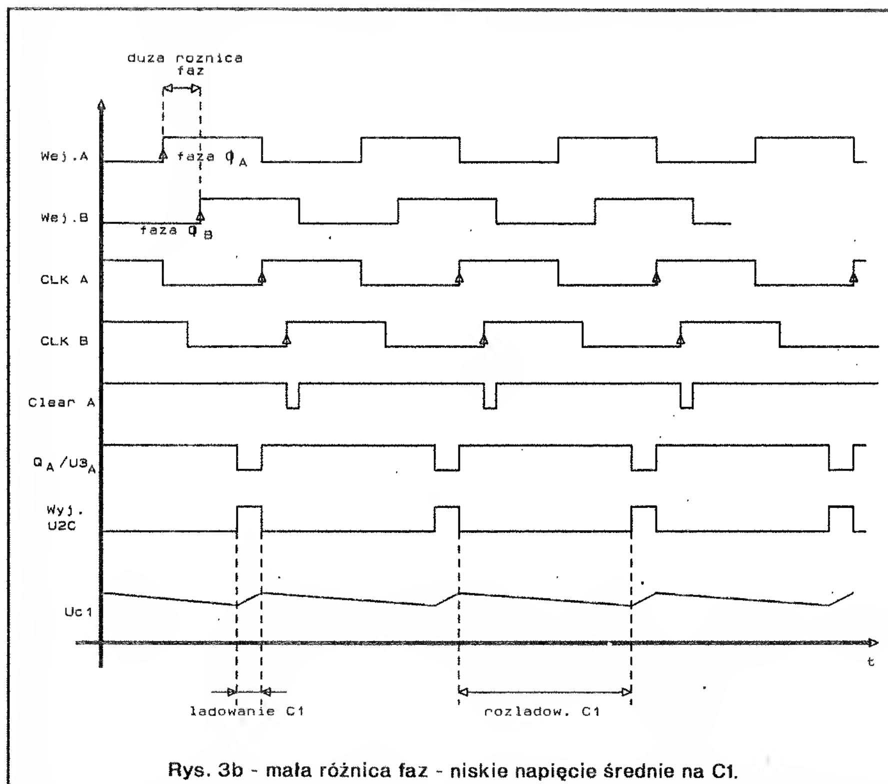


Rys.2. Fazometr zbudowany z dwóch układów scalonych

Rys.3. Porównanie przebiegów czasowych w charakterystycznych punktach fazometru z Rys.1.



Rys. 3a - duża różnica faz - wysokie napięcie średnie na C1



Rys. 3b - mała różnica faz - niskie napięcie średnie na C1.

S1 (zamykamy 1/S1 i otwieramy 2/S1). Otrzymaliśmy teraz wyskalowany przyrząd do pomiaru przesunięcia fazy 0÷360° w skali bezwzględnej - czułość 0.01[V]/°. Dokładność wskazań układu dla zakresu częstotliwości 50÷1000 [Hz] dla przebiegów prostokątnych o napięciu 1[Vpp] będzie lepsza od 0.2°, natomiast dla przebiegów sinusoidalnych z tego samego zakresu częstotliwości o napięciu skutecznym 3[V] będzie lepsza od 0.5°.

Należy zwrócić uwagę na potrzebę zastosowania jako C1 i C2 kondensatorów tantalowych, które mają bardzo małą upływność własną. Poza tym układ nie ma żadnych specjalnych wymagań. Jest zasilany z pojedynczego źródła napięcia dodatniego i może być zmontowany i uruchomiony w krótkim czasie. Dokładność pomiaru jest duża, jak dla potrzeb amatorskich. Jedynym problemem może okazać się zdobycie cyfrowego miernika napięcia, który jest drogi, ale dostępny niemal w każdym sklepie branży elektronicznej. Zastosowanie miernika wskazówkowego może utrudnić odczyt przesunięcia bezpośrednio w stopniach, w przypadku braku odpowiedniego zakresu w mierniku.

Fazometr zbudowany z dwóch układów scalonych

Przedstawiony poniżej układ fazometru jest przeznaczony do pomiaru różnicy fazy przebiegów prostokątnych i sinusoidalnych w niskim zakresie częstotliwości 50÷1000[Hz]. Do budowy układu wystarczą jedynie dwa układy scalone - 74HC86 - exclusive OR CMOS, oraz LM339 - poczwórny analogowy komparator. Układ zapewnia dokładność pomiaru lepszą od 1° - Rys.2. W porównaniu z poprzednim układem fazometru z Rys.1 ten układ różni się jedynie "środkiem". Zarówno układ wejściowy jak i wyjście są w obydwu fazometrach Rys.1 i Rys.2 prawie identyczne.

Krótki opis działania układu z Rys.2

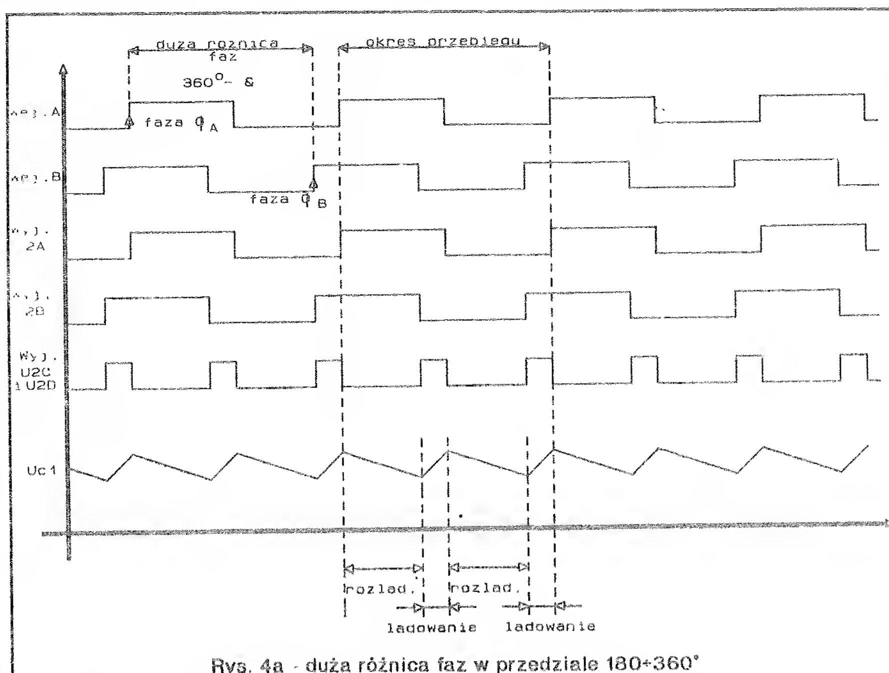
Szczegółowy opis działania, oraz funkcje spełniane przez poszczególne elementy układu zostały opisane przy opisie fazometru z Rys.1. Sekcje V1b i V1c poczwórnego komparatora wykrywają przejście przez poziom "0" dla każdego z wejść układu. Wejścia są zabezpieczone diodami D1÷D4 i ograniczają napięcie wejściowe. Dwie sekcje 74HC86 - V2A i V2B funkcjonują jako bufory (S1 otwarty). Rezystory R10 i R11 są obciążeniem komparatorów wejściowych V1b i V1c. Wyjścia układów V2A i V2B są połączone do zrównoleglonych bramek sekcji V2C i V2D. Równoległe połączenie V2C i V2D zastosowano w celu zmniejszenia impedancji wyjściowej. Rezystory R4, R5, R6 i kondensator C1 tworzą dzielnik napięciowy wraz z filtrem dolnoprzepustowym - skalując i filtrując sygnał. Również w tym układzie na wejściu do dzielnika i filtra (R4, R5, R6, C1) mamy dodatnie impulsy, których długość jest proporcjonalna do czasu pomiędzy przejściami przez poziom "0" na wejściach InA i InB. W tym układzie jest zasadnicza różnica w tym momencie, ponieważ nie są rozróżniane fazy przejścia przez 0, zarówno ujemne zbocze przejścia jak i dodatnie wywołuje taki sam skutek - Rys.4. Powoduje to, że w efekcie końcowym fazometr pokazuje przesunięcie na skali 0-180°, nie rozróżniając kąta +α od -α. Napięcie średnie na kondensatorze C1 jest proporcjonalne do różnicy fazy InA i InB - Rys.4. Dalej analogicznie jak w układzie z Rys.1 otrzymujemy napięcie na wyjściu proporcjonalne do różnicy fazy.

Sposób kalibracji układu

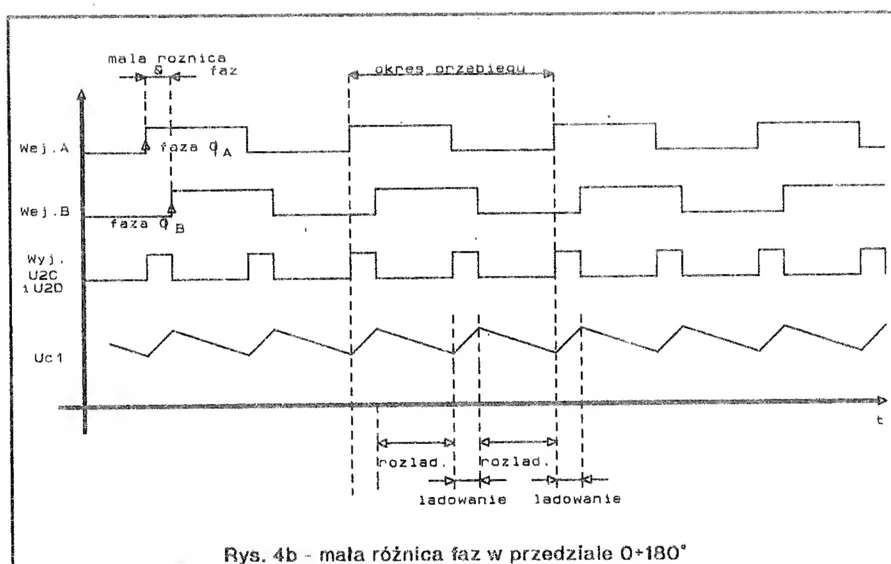
W celu kalibracji układu należy przy otwartym przełączniku S1 dostarczyć na obydwa wejścia jednocześnie sinusoidalny lub prostokątny przebieg niskiej częstotliwości 50÷1000[Hz]. Woltomierz cyfrowy podłączamy na wyjście - powinien wskazywać 000. Jeśli wskazanie jest inne, to zwieramy przełącznik S1 i rezystorem R6 doprowadzamy do wskazania 1.800[V] na woltomierzu - co odpowiada różnicy fazy 180 stopni. Następnie po otwarciu S1 woltomierz powinien wskazywać 000[V] i układ jest gotowy do pracy. Wskazania woltomierza pokazywać będą różnicę faz z podziałką 0.01V/° na skali 0÷180°. Dokładność pomiaru dla fali prostokątnej lepsza od 0.4°, natomiast dla przebiegu sinusoidalnego dokładność jest lepsza od 1°. W tym układzie również jako C1 i C2 zaleca się zastosowanie kondensatorów tantalowych. Dokładność pomiaru w tym układzie jest nieco gorsza, jednak układ ma mniej elementów i jest nieco prostszy w budowie. Obydwa układy opracował Michael A.Wyatt i ukazały się w Electronic Design 10/89 i 3/90. Analiza przebiegów czasowych z Rys.3 i Rys.4 obrazuje różnicę w obydwu układach, które na pierwszy "rzut oka" wydają się identyczne. Należy zauważyć, że w obydwu przypadkach napięcie na kondensatorze C1 będzie takie samo (takie same będą również wskazania woltomierza cyfrowego w obydwu przypadkach), mimo iż różnice faz w obydwu przypadkach są różne. Wniosek stąd, że układ ten zdolny jest do wskazywania różnic fazowych w przedziale bezwzględnym 0÷180°.

mgr inż. Aleksander Rode

Rys.4. Porównanie przebiegów czasowych w charakterystycznych punktach fazometru z Rys.2.



Rys. 4a - duża różnica faz w przedziale 180÷360°



Rys. 4b - mała różnica faz w przedziale 0÷180°

Mikrokomputery jednoukładowe serii MCS-48 cz.1

Rodzinę jednoukładowych mikrokomputerów serii MCS-48 stanowią układy:

* 8048/8049/8050 o wewnętrznej pamięci pragramu typu ROM o pojemności odpowiednio 1KB,2KB i 4KB
* 8748/8749 o wewnętrznej pamięci programu typu EPROM o pojemności odpowiednio 1KB i 2KB; KB-kilobajt
* 8035/8039/8040 - bez wewnętrznej pamięci programu.

Wszystkie układy są sobie funkcjonalnie równoważne.

Opis wyprowadzeń

Każde wejście jest zgodne z TTL i każde wyjście może wysterować jedną standardową bramkę TTL (chyba, że wskazano inaczej).

[1] TO - wejście testowane instrukcjami skoków warunkowych ITO i INTO; po wykonaniu instrukcji ENTO CLK staje się wyjściem, na którym są obecne impulsy zegarowe.

[2] XTAL1, [3] XTAL2 - wejście rezonatora dla wewnętrznego oscylatora układu lub wejście zewnętrznych impulsów zegarowych.

[4] RESET - wejście inicjalizacji (zerowania) procesora.

[5] SS - wejście sterujące pracą krokową procesora.

[6] INT - wejście przerwania zewnętrznego; musi być w stanie LO przez co najmniej 3 cykle maszynowe; przy zablokowanym układzie przerwań zewnętrznych, testowane rozkazem INT.

[7] EA - wejście wymuszające pobieranie programu z pamięci zewnętrznej (EA=1); +12V dla 8048/49/50 w czasie weryfikacji programu i +18V dla 8748/49 w czasie progra-

mowania i weryfikacji.

[8] RD - wyjście aktywowane podczas odczytu portu P0; może być użyte jako sygnał zezwalający na wpisanie do portu P0 danych z układu zewnętrznego; używane także jako strob odczytu zewnętrznej pamięci danych.

[9] PSEN - wyjściowy sygnał odczytu zewnętrznej pamięci programu.

[10] WR - wyjściowy strob zapisu portu P0; używane również jako strob zapisu do zewnętrznej pamięci danych.

[11] ALE - wyjście; sygnał występujący raz w czasie każdego cyklu maszynowego (raz na 5 taktów zegarowych); ujemne zbocze sygnału strobuje adres zewnętrznej pamięci programu lub danych.

[12]...[19] D0-D7 (P0) - port dwukierunkowy, który może być zapisany lub odczytany synchronicznie przy użyciu strobów RD i WR; może być także zatrzaśnięty statycznie; zawiera 8 młodszych bitów licznika programu podczas odczytu zewnętrznej pamięci programu i odbiera zaadresowaną instrukcję pod kontrolą sygnału PSEN; zawiera również adres i dane podczas instrukcji wprowadzania danych do zewnętrznej pamięci RAM pod kontrolą sygnałów ALE, RD, WR

[20] VSS - GND, masa układu.

[21]...[24], [35]...[38] P20-P27 - quasi-dwukierunkowy 8-bitowy port P2.

[25] PROG - wejście impulsu programującego +18V dla 8748/49; wyjście strobu zapisu i odczytu we/wy expandera 8243.

[26] VDD - 21V w czasie impulsu programującego; 5V w czasie pracy pamięci ROM i EPROM; przy zasilaniu bateryjnym (5V) podtrzymuje wewnętrzną pamięć RAM po wyłączeniu VCC.

[27]...[34] P10-P17 - quasi-dwukierunkowy 8-bitowy port P1.

[39] T1 - wejście testowane instrukcjami IT1 i INT1; instrukcja STRT CNT ustawia je jako wejście licznika impulsów zewnętrznych.

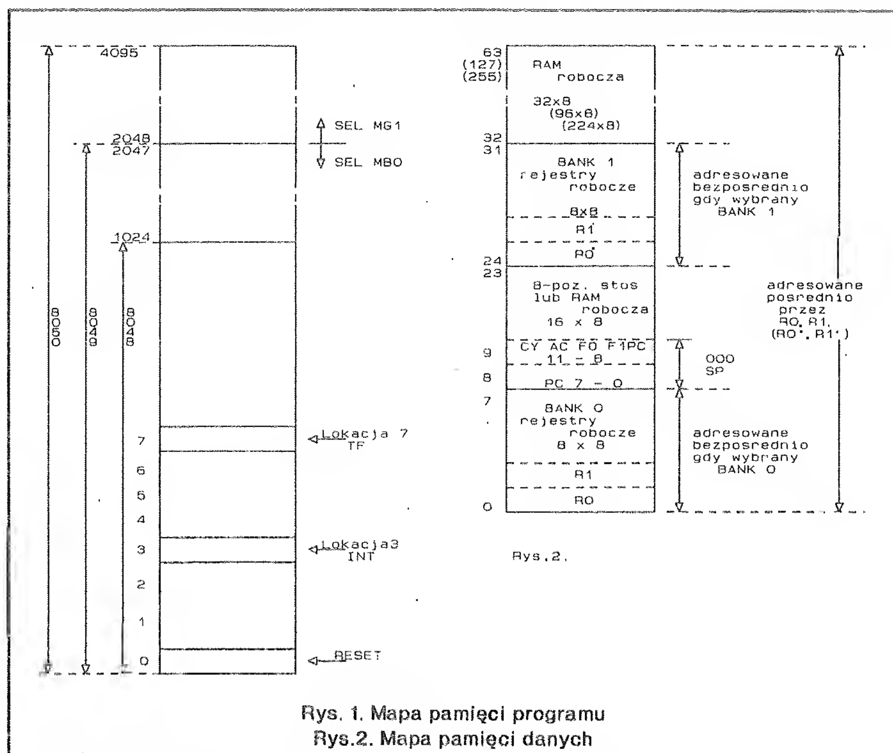
[40] VCC - 5V, zasilanie główne.

Pamięć programu

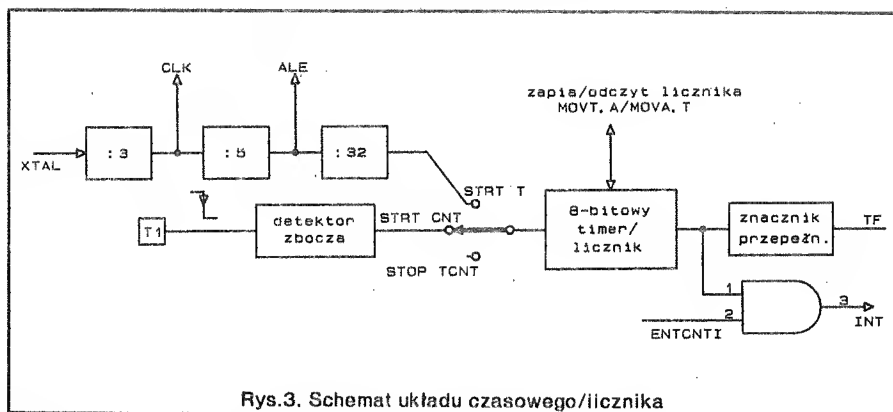
Mapę pamięci programu przedstawia rys.1. Może ona zawierać instrukcję programu jak również stałe w postaci tablic. Adresowana jest przez 12-bitowy licznik programu, którego najstarszy bit PC11 jest ustawiany rozkazem SEL MB0 na 0, a rozkazem SEL MB1 na 1, co oznacza wybór bloku pamięci 0 (adresy 0-2047, 000H-7FFH) lub 1 (adresy 2048-4095, 800H-FFFH). Komórki o adresach 000H, 003H, 007H zawierają pierwsze rozkazy programów wykonywanych po pojawieniu się sygnałów odpowiednio: RESET (inicjalizacja pracy µk), INT (przerwanie zewnętrzne) i przepełnienia licznika TF (przerwanie wewnętrzne).

Pamięć danych

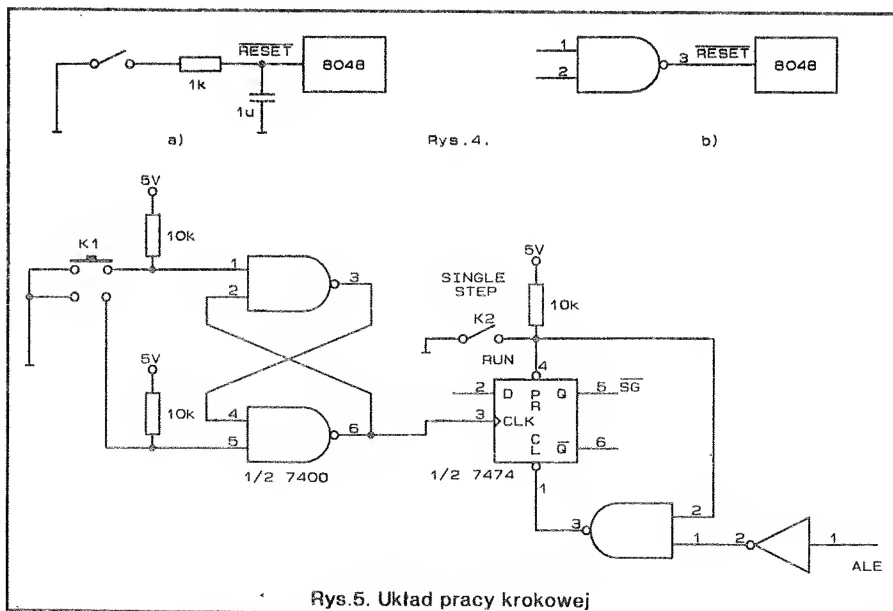
Rys.2 przedstawia mapę pamięci



Rys. 1. Mapa pamięci programu
Rys.2. Mapa pamięci danych



Rys.3. Schemat układu czasowego/licznika



Rys.5. Układ pracy krokowej

danych (RAM). Pojemność jej wynosi 64/128/256 bajtów dla µk 8048/49/50. Wyróżnia się w niej 2 zespoły rejestrów roboczych:

- Bank 0 (R0-R7), lokacja 0-7, wybierany rozkazem SEL RB0
- Bank 1 (R0'-R7'), lokacja 24-31, wybierany rozkazem SEL RB1,

8-poziomowy stos i pamięć roboczą. Jeśli na początku programu obsługi przerwania umieści się rozkaz zmiany banku rejestrów, to po jego zakończeniu procesor automatycznie przejdzie do banku początkowego. Instrukcja DINZ czyni bardzo efektywnym użycie rejestru roboczego jako licznika pętli programu, pozwalając zmniejszać i testować rejestr pojedynczą instrukcją. Ponieważ rejestry robocze są adresowane bezpośrednio przez kilka instrukcji, czyli są najłatwiej dostępne, to służą zwykle do przechowywania najczęściej używanych wyników i danych. Dwa pierwsze rejestry R0,R1 (R0',R1') adresują roboczą pamięć danych.

Porty WE/WY

Port P0 (BUS) jest dwukierunkowy i może być wykorzystany jako proste 8-bitowe wejście (bufor) lub wyjście (rejestr) i jest odczytywany i zapisywany sygnałami RD i WR. Przy współpracy z zewnętrzną pamięcią programu port wysyła młodszy bajt licznika programu (adres), a następnie wpisywany jest do niego rozkaz z pamięci. Operacją tą steruje rozkaz PSEN. Umożliwia także przesyłanie adresów i danych współpracując z zewnętrzną pamięcią RAM. Operacje te sterują sygnały ALE, RD, WR.

8-bitowe porty P1 i P2 działają inaczej. Operacja WY zapisuje dane do portu, gdzie pozostają niezmienione, aż do ponownego zapisu przez procesor. W przypadku pracy jako WE, dane nie są zatrzaskiwane, czyli muszą pozostać bez zmian, aż do dokonania odczytu. Linie tych portów są określane jako quasi-dwukierunkowe, ponieważ specjalna budowa obwodu wyjściowego każdej z nich pozwala indywidualnie ustawiać daną linię jako WE lub WY, przy czym linia może służyć jako wejście tylko wtedy, gdy jej wyprowadzenie zostało wcześniej ustawione w stan HI przez operację WY. Bity portów możemy ustawiać dowolnie instrukcjami ANL i ORL.

Przerwania

Obsługiwane są 2 rodzaje przerwań: zewnętrzne - poziom LO na wejściu INT - i wewnętrzne - przepełnienie licznika, TF=1. Oba przerwania mogą być programowo za- i odblokowane. Przerwanie zewnętrzne ma większy priorytet niż wewnętrzne. Dla zapewnienia poprawnego działania układu sterowania przerwaniami, wejście INT musi być utrzymane w stanie LO przez co najmniej 3 cykle maszynowe. Wykonanie jakiegokolwiek podprogramu obsługi przerwań, powoduje zapisanie na stosie (lokacje 8 i 9 pamięci RAM) licznika programu oraz starszego półbajtu słowa stanu programu, które stanowi 8 bitów o następującym znaczeniu:

bity 0-2 - wskaźnik stosu, SP;

bit 3 - "1";

bit 4 - BS, znacznik wyboru banków rejestrów roboczych:

BS=0 -› bank0,

BS=1 -› bank 1;

bit 5 - F0, znacznik programowy, może być ustawiany programowo na 0 i 1 i testowany instrukcją IFO;

bit 6 - AC, przeniesienie połówkowe;

bit 7 - CY, przeniesienie.

Nie ma automatycznie generowanego sygnału potwierdzenia przyjęcia przerwania. Możliwa jest jednak jego programowa generacja na jednym z bitów portu P1 (P2). Uzyskać to można poprzez umieszczenie na początku programu obsługi przerwania na przykład następującej sekwencji rozkazów:

ORL P2 #01H; ustaw 1 na wyjściu P20

ANL P2 #FEH; ustaw 0 na wyjściu P20, co spowoduje wystąpienie na wyjściu P20 impulsu 0 -› 1 -› 0 o czasie trwania dwóch cykli maszynowych.

System przerwań jest jednopoziomowy, tzn. do chwili wykonania instrukcji powrotu z podprogramu obsługi przerwania (RETR, RET) kolejne przerwania są ignorowane. Dotyczy to obu rodzajów przerwań.

Układ czasowy/licznik

Schemat budowy pokazuje rys.3.

Licznik zdarzeń zewnętrznych

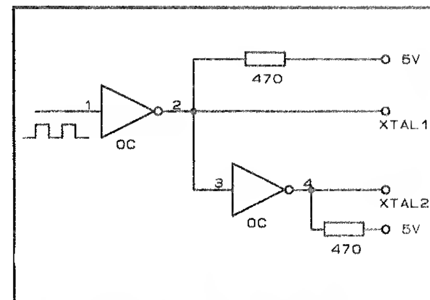
Wykonanie instrukcji STRT CNT przyłącza wejście T1 do licznika i odblokowuje go. Każda zmiana 1 -› 0 na wejściu T1 zwiększa stan licznika o 1. T1 musi być w stanie LO przynajmniej przez 1 cykl maszynowy (5 taktów zegarowych). Maksymalna szybkość zmian 1 -› 0 na wejściu T1 wynosi raz na 3 cykle rozkazowe (15 taktów). Wartość minimalnej nie ogranicza się. Minimalny czas trwania poziomu HI na wejściu T1 wynosi co najmniej 1/5 cyklu maszynowego po każdym przejściu.

Układ czasowy (timer)

Wykonanie instrukcji STRTT przyłącza zegar wewnętrzny do wejścia licznika. Impulsy zewnętrznego rezonatora są dzielone przez 3, dając częstotliwość zegara procesora (T,CLK), a następnie przez 5, dając częstotliwość cykli maszynowych (ALE). Dalszy podział przez 32 powoduje, że licznik jest inkrementowany co 32 cykle maszynowe, co pozwala uzyskać opóźnienia z przedziału 32*5*T do 256*32*5*T w µs. Większe opóźnienia mogą być realizowane programowo przez zliczanie przerwań wewnętrznych (detekcja przepełnień licznika), a mniejsze przez zliczanie sygnałów ALE, które po podzieleniu przez 3 w układzie zewnętrznym mogą być doprowadzone do we T1.

Oscylator

Oscylator wewnętrzny jest obwodem wysokiej częstotliwości o zakresie 1-11MHz. Wyprowadzenie X1 jest wejściem do stopnia wzmacniającego, a X2 jest wyjściem. Rezonator zewnętrzny (kwarcowy, ceramiczny, LC) podłączany między X1 i X2 dostarcza sprzężenia zwrotnego i wymaganego przesunięcia fazy dla wzbudzenia oscylacji. Sposób doprowadzenia impulsów zegarowych z zewnętrznego źródła pokazuje rysunek.



Zerownie µk (Reset)

Sygnał RESET inicjalizuje pracę procesora. Sposób zerowania przedstawia rys.4. Jeżeli impuls zerujący jest tworzony w układzie zewnętrznym (rys.4b), to wejście RESET musi być w stanie LO przez co najmniej 10ms po osiągnięciu przez zasilanie wartości znamionowej. Inicjalizacja procesora spełnia następujące funkcje:

* zeruje licznik programu, PC=0
* zeruje wskaźnik stosu, SP=0
* wybiera zerowy zespół rejestrów
* wybiera zerowy blok pamięci
* port P0 ustawia w stan wysokiej impedancji (z wyjątkiem, gdy EA=5V)
* porty P1 i P2 ustawia jako wejścia
* blokuje przerwania * zatrzymuje

układ czasowy

* kasuje znacznik TF
* kasuje znaczniki F0 i F1
* blokuje wyjście zegara (CLK) na T0

Praca krokowa (rys.5)

Ten rodzaj pracy umożliwia sprawdzanie i wykrywanie błędów programu i pracy sterownika mikroprocesorowego. Program jest wykonywany instrukcja po instrukcji z zatrzymaniem na dowolnie długi czas w fazie pobrania rozkazu. Można wówczas sprawdzić poprawność wykonania przez sterownik poprzedniego rozkazu i w razie błędu rozstrzygnąć, czy jest to wina sprzętu czy programu. Pojawienie się sygnału SS=0 spowoduje, po zakończeniu bieżącego cyklu rozkazowego, że sygnał ALE rozpoczynający kolejny cykl rozkazowy będzie w stanie HI nie przez 1 takt zegarowy, lecz do chwili, gdy SS=1. W tym czasie port P0 i P20-P23 zawierają adres kolejnej instrukcji. Naciśnięcie przycisku K1 powoduje ustawienie SS=1 i procesor kończy rozpoczęty cykl rozkazowy wykonaniem pobranego rozkazu. ALE przechodzi z 1 → 0, co powoduje zmianę SS z 1 na 0 i zatrzymanie procesora na kolejnej instrukcji. Przycisk K2 wybiera pracę ciągłą lub krokową.

Zostały tu przedstawione własności µk MCS-48 umożliwiające zastosowanie ich w najprostszych sterownikach. W cz.II będzie omówione programowanie i weryfikacja wewnętrznej pamięci programu oraz możliwości rozbudowy systemu MCS-48.

mgr inż. Robert Krzysztofek

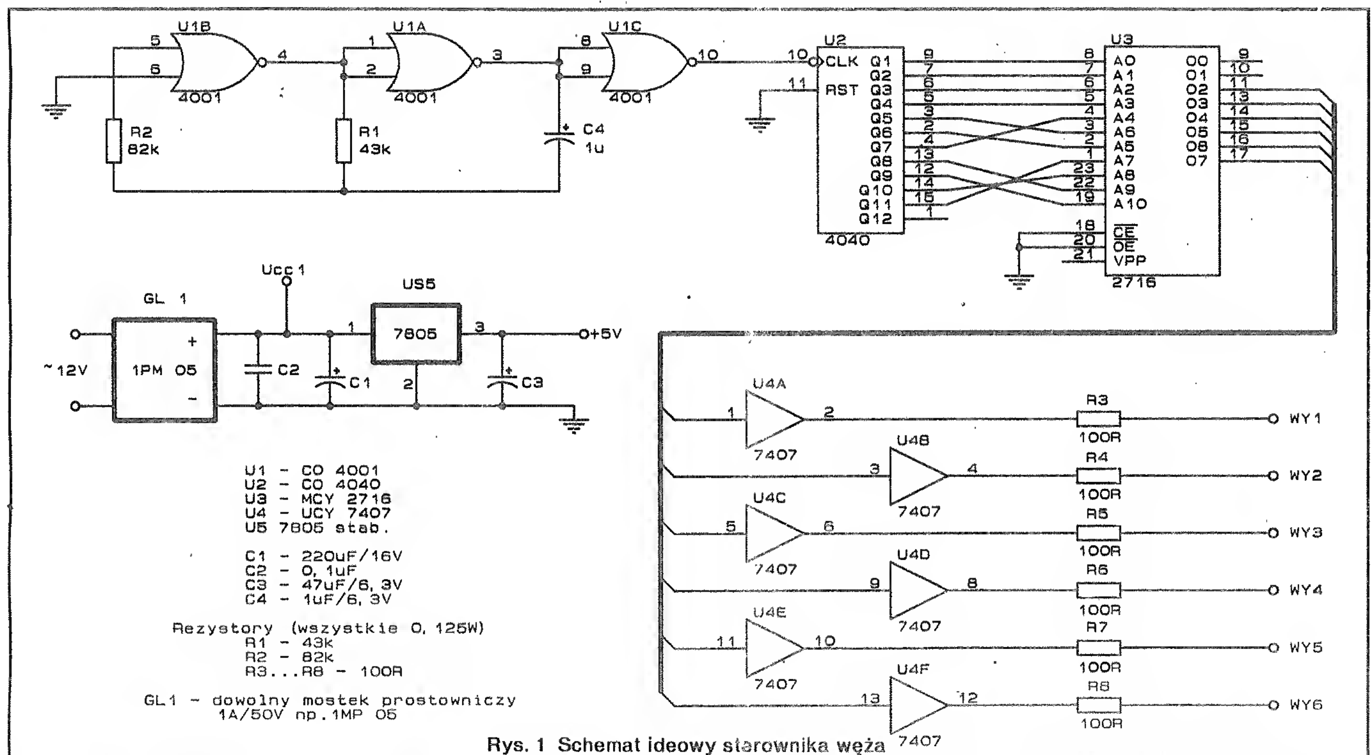
Opracowano na podstawie:

8-Bit Embedded Controller Handbook - Intel 1989

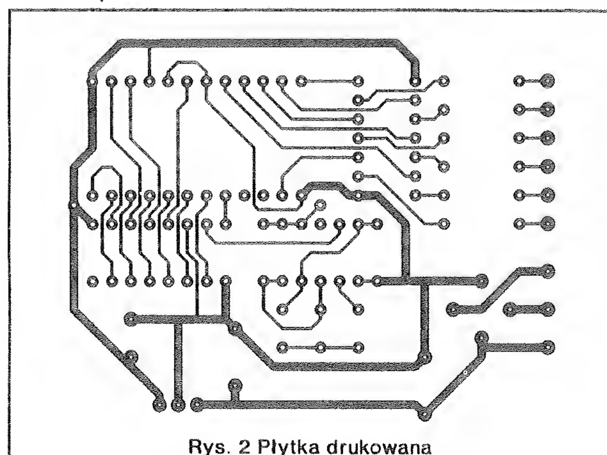
Sześcio-kanałowy sterownik węża

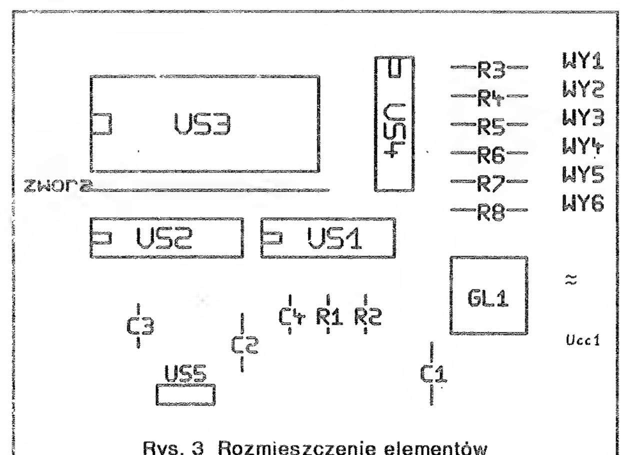
W ostatnich czasach pojawiło się wiele schematów sterowników węża. Były one jednak zbyt skomplikowane, lub miały bardzo małe możliwości. Przedstawiony tutaj układ cechuje maksymalne uproszczenie konstrukcji przy zachowaniu dość dobrych parametrów.

Schemat urządzenia przedstawiony na Rys.1 jest zbudowany z układów scalonych i zasilany z transformatora sieciowego o napięciu wyjściowym w granicach 12V i mocy min.8W. Elementy US1 (CD4001) tworzą generator częstotliwości, którego impulsy są zliczane przez układ CMOS CD4040. Wyjścia tego układu są podłączone z



Rys. 1 Schemat ideowy sterownika węża


Rys. 2 Płytka drukowana



Rys. 3 Rozmieszczenie elementów

liniami adresowymi pamięci EPROM 2716, która steruje bufory 7407. Każdy z buforów steruje jednym kanałem, który składa się z 5 diod LED połączonych ze sobą szeregowo (anoda ostatniej LED jest podłączona do Ucc1). Cały program działania sterownika jest zapisany w pamięci EPROM, i obejmuje kilkanaście ciekawych kombinacji wzajemnie ze sobą połączonych. Na Rys.2 przedstawiona jest płytka drukowana, a na Rys.3 rozmieszczenie elementów. Korekty generatora taktującego dokonuje się niewielką zmianą wartości R1.

W opisanym modelu zastosowano 5 LED na kanał, ale można tę ilość zwiększyć. Należy wtedy zastosować dodatkowe napięcie do zasilania węża (zamiast Ucc1). Należy przy tym brać pod uwagę, aby nie przekroczyć napięcia 35V i prądu 40mA dla pojedynczego bufora.

Zawartość pamięci EPROM.

000	FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F
020	BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 FB F7 EF DF BF 7F 7F 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF
040	BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF
060	EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F
080	9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF
0A0	7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F 7B FB F7 EF F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF
0C0	7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7 9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F
0E0	DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF
100	E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73
120	AF 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77 AF DF ,AF 77 FB 77 AF DF
140	3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 CF DF
160	AF DF AF 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77 AF DF AF 77 AF 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77 AF DF AF 77 FB 77
180	C3 63 33 1B 0F 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13 23 13 0B 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13 0B 07
1A0	0B 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13 0B 03 03 83 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F
1C0	0B 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13 0B 07 83 43 23 13
1E0	C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7
200	1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B
220	C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB FB F3 E3 E7 EF CF 8F
240	C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF
260	FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B
280	CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7
2A0	F3 E7 CF 9F 3F 7B F3 E7 CF 9F 3F 7B F3 E7 CF 9F CF 9F 3F 7B F3 E7 CF 9F 3F 7B F3 E7 CF 8F 2F 6B
2C0	DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF 9F 3F 7B
2E0	3F 7B F3 E7 CF 9F 3F 7B F3 E7 CF 9F 3F 7B F3 E7 E3 E7 CF 8F 2F 6B E3 E7 CF 8F 2F 6B E3 E7 CF 8F
300	EF F7 FB F7 EF DF BF 7F BF DF EF F7 FB F7 EF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7FB 7F
320	FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF BF DF EF F7 FB 7F 3F 9F CF E7 F3 7B 3F 9F CF E7
340	BF 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7
360	EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F F3 7B 3F 9F CF E7 F3 7B 3F 9F CF E7 F3 FB 3F 9F
380	C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3
3A0	1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F
3C0	1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F
3E0	FB F3 E3 C3 C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B FB F3 E3 E7 BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B
400	BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7B 3B 1B 0B 0F 8F CF
420	FB 7D 3B 1B 0B 0F 8F CF EF E7 E3 63 23 33 3B 3F EF E7 E3 63 23 33 3B 3F BF 9F 8F 87 83 C3 E3 F3
440	FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF F7 FB 7F BF DF EF E7 E3 63 23 33 3B 3F BF 9F 8F 87 83 C3 E3 F3
460	BF 9F 8F 87 83 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 0B 0F 8F CF FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B
480	DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF
4A0	B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB
4C0	D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F DF 9F 5F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB
4E0	6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F DB B7 6F B7 6F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7 CF DF 9F 5F DB D7
500	AF DF AF 77 FB 77 AF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7
520	FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F BF DF EF F7 FB F7
540	FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F
560	BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 7F BF DF EF F7 FB F7 EF DF BF 7F BF DF
580	C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7
5A0	7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB
5C0	7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB
5E0	9F DF CF C7 C3 E3 F3 FB 7B 3B 1B 1F 9F DF CF C7 FB F3 E3 C5 C7 CF DF 9F 1F 1B 3B 7B FB F3 E3 C3
600	7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B
620	E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7
840	E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3
660	9F BF 3F 3B 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F E7 EF CF DF 9F BF 3F 7F 7B FB F3 F7 E7 EF CF DF
680	2F 6B E3 E7 CF 8F 2F 6B E3 E7 CF 8F 2F 6B E3 E7 E3 E7 CF 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F
6A0	C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3
6C0	CF 8F 2F 6B E3 E7 CF 8F 2F 6B E3 E7 CF 8F 2F 6B 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3
6E0	73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F C7 8F 1F 3B 73 C7 8F 1F 3B 73 E3 C7 8F 1F 3B 73
700	CF E7 F3 7B 3F 9F CF E7 F3 7B 3F 9F CF E7 F3 7B E3 73 3B 1F 8F C7 E3 73 3B 1F 8F C7 E3 73 3B 1F
720	3B 1F 8F C7 E3 73 3B 1F 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87 C3 63
740	3F 9F CF E7 F3 7B 3F 1F 8F C7 E3 73 3B 1F 8F C7 8F C7 E3 73 3B 1F 8F C7 E3 73 3B 1F 8F C7 E3 73
760	C3 63 33 1B 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87 C3 63 33 1B 33 1B 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87 C3 63 33 1B 0F 87
780	FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B
7A0	F3 FB 7B 3B 3F BF 9F 8F CF EF E7 E3 F3 FB 7B 3B CF EF E7 E3 F3 FB 7F BF DF EF F7 FB 7B 3B 1B 0B
7C0	EF CF 8F 9F BF 3F 3B 7B FB F3 E3 E7 EF CF 8F 9F FB F3 E3 E3 F3 FB 7B 3B 3F BF 9F 8F CF EF E7 E3
7E0	3F BF 9F C1 CF EF E7 E3 F3 FB 7B 3B 3F BF 9F 8F 0B 1B 3B 7B FB F7 EF DF BF 7F FB F7 EF DF BF 80

Zbigniew Korpak

Niekonwencjonalny sposób dołączenia przetwornika A/C do IBM

Prezentowany w artykule układ składa się z dwu niezależnych części 8 bitowego przetwornika D/A oraz 8 bitowego przetwornika A/D. Mogą one być uruchamiane i użytkowane niezależnie, albo też tworzyć jedno urządzenie. Niewątpliwą zaletą układu jest podłączenie do komputera (np. IBM) poprzez port drukarki co zwalnia z konieczności projektowania specjalizowanej karty, oraz otwierania obudowy (gwarancja)., Układ przetwornika D/A został zaprojektowany tak, aby zapewnić kompatybilność ze specyfikacją Covox co zapewne ucieszy miłośników komputerowej muzyki.

Układ interface'u Centronix zajmuje 3 kolejne bajty w przestrzeni we-wy procesora. Ich umiejscowienie zależy od tego, który z portów ma być wykorzystany. Zazwyczaj:

LPT1 - 0378H, 0379H, 037AH

LPT2 - 0278H, 0279H, 027AH

(na karcie video)

LPT1 - 03BCH, 03BDH, 03BEH

Opis portu: (na przykładzie LPT1)

Adres

0378H - Zatrzask Wyjściowy (do zapisu) Dana wpisana natychmiast pojawia się na liniach D0 - D7 (pin2 - pin9). Linie te pozostają w nie zmienionym stanie, aż do następnego zapisu do portu. W opisywanym układzie dana wpisana pod w.w. adres steruje przetwornikiem D/A.

0379H - Rejestr Stanu Drukarki (do odczytu) W opisywanym układzie znaczenie poszczególnych bitów jest następujące:



Koniec konwersji

Młodsze lub starsze 4 bity z przetwornika A/D

037AH - Rejestr Sterujący Drukarki (do zapisu)



Wybór wejścia

Start konwersji

Wybór młodszej/starszej części wartości udostępnianej przez przetwornik A/D

Włączanie przerwań (IRQ5,7)

Opis przetwornika D/A.

Zastosowany układ scalony DAC0808 składa się z 8 przełączanych źródeł prądowych sterowanych prądem wpływającym przez wyprowadzenie REF+. W zależności od stanu linii D0 - D7 odpowiadające im źródła prądowe są dołączane do IOUT (dla stanu 1) lub $\overline{IOUT}$. Suma prądów wpływających do układu poprzez wyprowadzenia IOUT i $\overline{IOUT}$ jest stała i wynosi

Rys. 1 Schemat ideowy przetwornika A/C

255/256 prądu wpływającego poprzez wyprowadzenie REF+. Dobór prądu odniesienia jest uwarunkowany wytrzymałością przetwornika (Iref‹4mA) oraz szumami przetwornika wraz z układem konwersji prąd-napięcie. W prezentowanym układzie autor wybrał Iref = 2.56mA. W przypadku zwarcia REF- z masą napięcie na REF+ jest utrzymywane na poziomie OV, zatem dla zapewnienia przepływu odpowiedniego prądu Iref wystarczy podłączyć wejście REF+ poprzez rezystor do źródła napięcia odniesienia. W opisywanym urządzeniu autor zastosował wieloobrotowy potencjometr montażowy, odradza natomiast stosowanie zwykłych rezystorów nastawnych ze względu na trudność dokładnej regulacji, czułość na drgania oraz niestabilność. Osobnym problemem jest wybór wzmacniacza operacyjnego pracującego w konwerterze prąd-napięcie. Powinien on charakteryzować się małym napięciem niezrównoważenia (pożądana możliwość korekcji), prądem wejściowym mniejszym niż prąd odpowiadający 1/2 LSB (tutaj LSB‹=›10μA), dużą szybkością (jeżeli przewidywane zastosowania przetwornika tego wymagają) oraz ... w miarę rozsądną ceną. Wybrany przez autora LF356 spełnia w sposób zadowalający wszystkie wymienione postulaty, jednak może być z powodzeniem zastąpiony poprzez inny wzmacniacz operacyjny (Uwaga na układ korekcji napięcia niezrównoważenia). Sygnał podawany na wejścia D0 - D7 przetwornika powinien przyjmować stany zgodne ze standardem TTL względem masy (wewnętrznie połączonej z $\overline{IOUT}$). W przypadku zastosowania układu DAC08, MDAC08 należy wyprowadzenie nr1 dołączyć do masy. W prezentowanym przez autora układzie na wyjściu przetwornika uzyskuje się napięcie w zakresie 0.00V - 2.55V proporcjonalne d0 wartości wpisanej rozkazem OUT (0378H), XX.

Opis przetwornika A/D.

Zastosowany układ scalony ADC0809 jest 8 wejściowym 8 bitowym przetwornikiem A/D działającym w oparciu o metodę sukcesywnej aproksymacji (połowienia przedziału). Wybór wejścia dokonuje się poprzez podanie numeru wejścia na linie A0 - A2, a następnie przełączenie linii ALE ze stanu 0 na 1. Informacja na wejściach A0 - A2 powinna być podana z pewnym wyprzedzeniem względem narastającego zbocza na linii ALE, więc sygnał ALE zostaje opóźniony w układzie 6 szeregowo połączonych inwerterów. Pojawienie się narastającego zbocza na linii INIT powoduje:

* wybór wejścia (w zależności od wartości sygnałów STROBE i AUTOLF)
* wyzerowanie układu przerzutnika D--› zapamiętanie próbki przez układ Sample & Hold, oraz sygnalizowanie komputerowi stanu "Konwersja Trwa"
* przygotowanie układu ADC0809 do dokonania konwersji--› wyzerowanie wyjścia EOC (z opóźnieniem ok. 2μs)

Opadające zbocze linii INIT powoduje rozpoczęcie konwersji, która trwa 64 - 100 taktów zegara. Po zakończeniu konwersji przetwornik umieszcza wynik w rejestrze wyjściowym oraz zmienia stan linii EOC z zera na jeden, co z kolei powoduje ustawienie przerzutnika D. W wyniku tego zostaje odblokowany układ Sample & Hold oraz następuje zmiana stanu linii ERROR z zera na jeden, co sygnalizuje komputerowi zakończenie konwersji. W trakcie trwania konwersji na wyjściach przetwornika dostępny jest poprzedni wynik. Umożliwia to odczyt i przetwarzanie w tym samym czasie, co wymaga jednak pewnej wprawy w pisaniu programów w Assemblerze. W przypadku zastosowania przetwornika do pomiaru sygnałów wolnozmiennych można zrezygnować z układu Sample & Hold pozostawiając jedynie diody zabezpieczające. Przesyłanie wyniku do komputera realizowane jest porcjami po 4 bity. Jeżeli 3 bit liczby wpisanej do portu 037AH ma wartość 0, to bity 7 - 4 liczby odczytanej z portu 0379H odpowiadają 4 młodszym bitom uzyskanym z przetwornika. Odczyt pozostałej części wyniku możliwy jest po wpisaniu do portu 037AH liczby, której 3 bit ma wartość 1. Parę słów warto poświęcić kryteriom doboru napięcia odniesienia. Układ przetwornika wymaga, aby potencjał wyprowadzenia REF- był bliski potencjałowi masy, a REF+ zasilania. W opisywanym układzie VREF = 5V można jednak przyjąć VREF = 5.12V co spowoduje, że skok przetwornika wynosił będzie 20mA. Przy zmianie VREF wskazane jest podwyższanie napięcia zasilania do 5.2V. Producent układu ADC0809 podaje maksymalną częstotliwość zegara jako 1.28MHz, doświadczenie wskazuje jednak, iż możliwe jest jej zwiększenie bez znaczącej straty dokładności. W celu osiągnięcia maksymalnej szybkości trzeba zadbać, aby sygnał na wejściu CLK miał strome zbocza, wypełnienie 1/2, oraz poziomy napięć typowe dla układów CMOS. Zaproponowany układ generatora umożliwia ponadto wybór pomiędzy prędkością maksymalną, a 1/8f max. W przypadku trudności z nabyciem 74HC193 można zastosować dowolny 4 bitowy licznik. Producent nie zaleca stosowania zbyt małych częstotliwości zegara, gdyż ADC0809 posiada komparator z przetwarzaniem. Z tego samego powodu impedancja widziana od strony wejść analogowych powinna być możliwie mała.

Generalne uwagi

Układ ADC0809 wymaga poziomów napięć wejściowych zgodnych ze standardem CMOS, więc układy z nim współpracujące powinny być serii HC lub HCT. Dotyczy to w szczególności U1, U7 i U12. Układy serii LS najprawdopodobniej będą pracować poprawnie, jednak nie można tego zagwarantować. Zasilacz musi dostarczyć napięć -15V, -5V, +5V, +15V oraz VREF. Ponieważ jednak pobór prądu przez przetwornik jest niewielki można napięcia -5V i +5V uzyskiwać z -15V i +15V. Ze względu na zastosowany układ diod zabezpieczających należy uniemożliwić pojawienie się napięcia wyższego niż 5.5V na linii +5V. (Wystarczy dioda Zenera).

Autor odradza zastąpienie diod D3 i D4 przez diodę Zenera ze względu na zmniejszenie impedancji wejściowej i możliwy wzrost poziomu szumów.

Ze względu na zastosowane układy bardzo ważne jest stosowanie kondensatorów odsprzęgających zasilanie (nie uwidocznionych na schemacie). W przypadku posiadania tylko jednego portu LPT i konieczności użytkowania drukarki warto zbudować prosty układ przełączający, aby uniknąć przekładania wtyczek. Projektując układ warto jednak pamiętać, że przy wyłączonym zasilaniu podawanie sygnału na wejścia przetwornika może powodować trudne do przewidzenia skutki.

Opis programu.

Przykładowy program składa się z modułu Assemblerowego (VOX. ASM) i Pascalowego (PRZETW. PAS). Część Assemblerową należy skompilować do postaci VOX.OBJ, a następnie dołączyć do programu Pascalowego dyrektywą {$L nazwa}. Przykładowy program ustawia adres portu drukarki na 0378H, następnie ustawia napięcie na przetworniku D/A na 2.55V, oraz wypisuje wartość napięcia zmierzonego na wejściu INO. Następnie pobiera 1000 bajtów reprezentujących wartości napięć na wejściu INO i wysyła je 10 razy szybciej do przetwornika D/A. Procedury stringin i stringout zmieniają obsługę przerwania TIMER (IRQO), co powoduje pewne skutki uboczne (np. nie wyłączanie silnika stacji dysków w trakcie trwania w.w. procedur). Okres próbkowania ustala się dobierając parametr timer: T = timer * 0.839μs. Warto pamiętać, że w wyznaczonym czasie przetwornik musi zdążyć dokonać konwersji, a komputer odczytać wynik, toteż podanie zbyt małej wartości może spowodować zablokowanie komputera.

Wojciech Adam Noworyta

c.d. w następnym numerze

Generatory dla techniki pomiarowej i kontrolnej

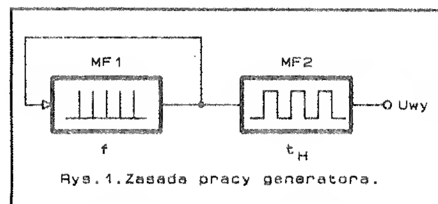
Impulsowy generator – TTL

W amatorskim laboratorium nie powinno zabraknąć generatora impulsowego, zwłaszcza że można go łatwo zbudować.

Na Rys.1 pokazana jest zasada budowy takiego generatora. Impulsy szpilkowe są impulsami przełączającymi dla przerzutnika monostabilnego z regulowanym współczynnikiem trwania impulsu. Przerzutnik MF1 reguluje częstotliwość f, a przerzutnik MF2 reguluje szerokość impulsu t_H

Na Rys.2 pokazana jest praktyczna realizacja tego konceptu. Przez połączenie wyjścia $\overline{Q}$ z wejściem B powstaje impuls szpilki o szerokości około 45ns. Taka wartość gwarantuje pewne przełączenie przerzutnika monostabilnego.

Przełącznik S1 daje następujące zakresy częstotliwości:



Rys.1.Zasada pracy generatora.

Pozycja	f min	f max
1	100kHz	1MHz
2	10kHz	100kHz
3	1kHz	10kHz
4	100Hz	1kHz
5	10Hz	100Hz

Przełącznikiem S2 ustawia się następujące czasy trwania impulsu:

Pozycja	tHmin	tHmax
1	0.1µs	1µs
2	1µs	10µs
3	10µs	100µs
4	100µs	1ms
5	1ms	10ms
6	10ms	100ms

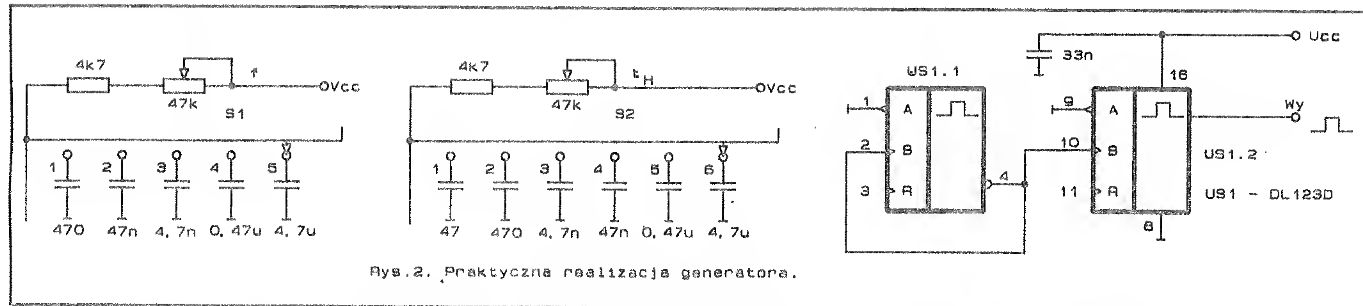
Generator ten może być zbudowany na płytce drukowanej i powinien być umieszczony w małej obudowie. Zasilanie generatora może być z 5V źródła (maksymalny pobierany prąd 20mA).

Generator powtarzania impulsów

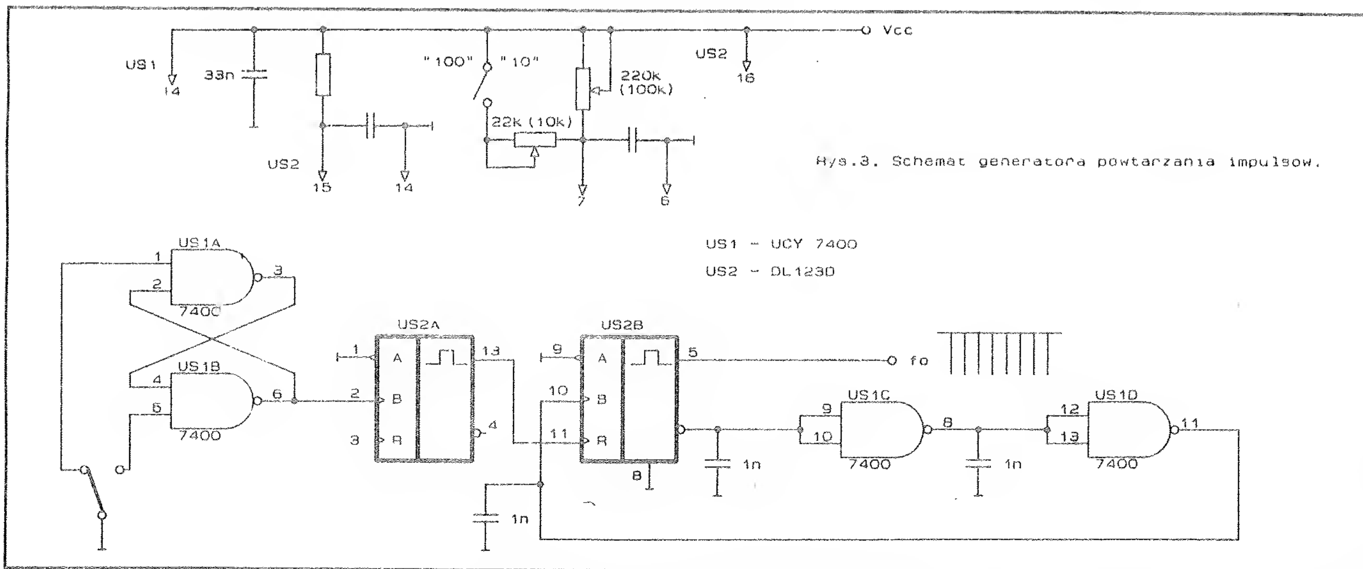
Do specjalnych celów np. do demonstracji funkcji albo kontroli (sprawdzania) liczników jest wymagane wytworzenie określonej liczby impulsów. Rozwiązanie takiego zadania pokazane jest na Rys.3. Układy scalone US1.1 i US1.2 tworzą przerzutnik RS uruchamiany wyłącznikiem przyciskowym. On powoduje, że na wyjściu US1.2 powstaje wysoki poziom. Zbocze tego impulsu przerzuca przerzutnik monostabilny US2.1. W momencie, w którym wyjście Q przyjmuje H poziom, rozpoczyna pracę generator US2.2. Dostarcza on L - impuls o szerokości około 300ns. Potrzebne H - impulsy są brane z wyjścia US1.4. Przełączając przełącznikiem obwody RC przy US2.2 można wybierać liczbę impulsów pomiędzy 10 i 100. Wartości te są tylko przykładowe, gdyż układ może być według potrzeby ustawiany. Podstawą jest obliczenie równania dla czasu:t_{WQ} = 0.45xRxC. Wybiera się przy R≥5kΩ. Dla R=10kΩ i C=500pF otrzymuje się t_{WQ} np. 2.25µs.

Generator impulsów szpilkowych

Schemat generatora pokazany jest na Rys.4. Obydwa tranzystory z lewej części schematu są tranzystorami jednozłączowymi. Elementy te w połączeniu z obwodem RC nadają się dla układów relaksacyjnych. Do ustalania częstotliwości jest tutaj użyty potencjometr. Dioda kompensuje napięcie resztkowe CIE przy T2.



Rys.2. Praktyczna realizacja generatora.



Rys.3. Schemat generatora powtarzania impulsow.

Uniwersalny generator

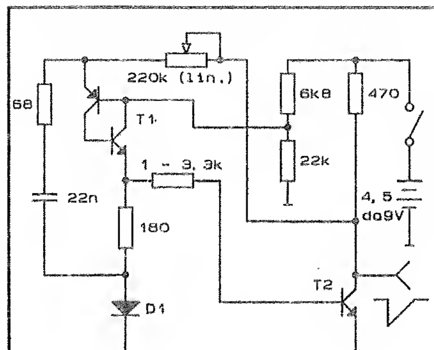
Schemat generatora o wielu możliwościach, na bazie pojedynczych tranzystorów jest pokazany na Rys.5. Tranzystor T1 ulepsza charakterystykę roboczą. Tutaj nie występuje inwersja, a na rezystorze 75Ω jest zdejmowany dodatni impuls szpilkowy. Powtarzanie częstotliwości jest ustalone zgrubnie przy pomocy przełącznika i dokładne przy pomocy potencjometru. Najmniejszy osiągany zakres wynosi od 2 do 20Hz, a największy od 20 do 200kHz. Do ustalania amplitudy drgań piłokształtnych służy wzmacniacz na T3, T4. Wyjście jest podane przez stopień kolektora T5 na przerzutnik Schmitta T6T7. Sygnał prostokątny przechodzi przez stopień różniczkujący na T8. Z emitera jest zbierana amplituda impulsu szpilkowego.

Jak widać tutaj, układ można rozbudowywać, gdyż każdy następny stopień bazuje na poprzednim.

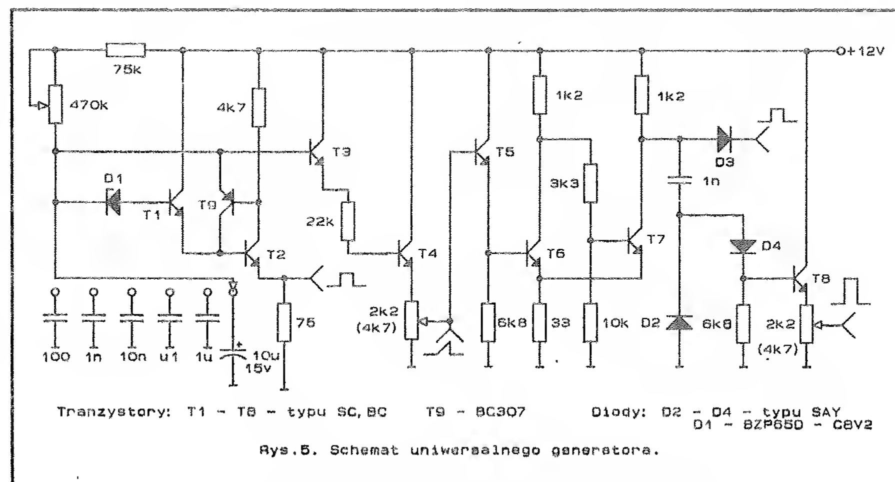
Układ zasilany jest 12V źródłem i pobiera prąd 10mA.

Generator impulsów na układach scalonych LS

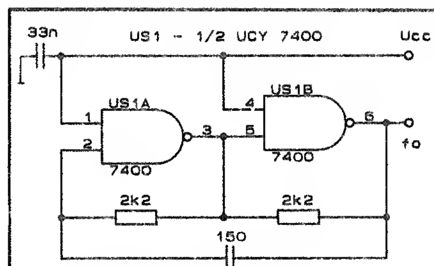
Rys.6 przedstawia prosty układ, ale zapewniający pracę jako generator. Dla podanych wartości oscylator daje częstotliwość 1MHz przy stosunku



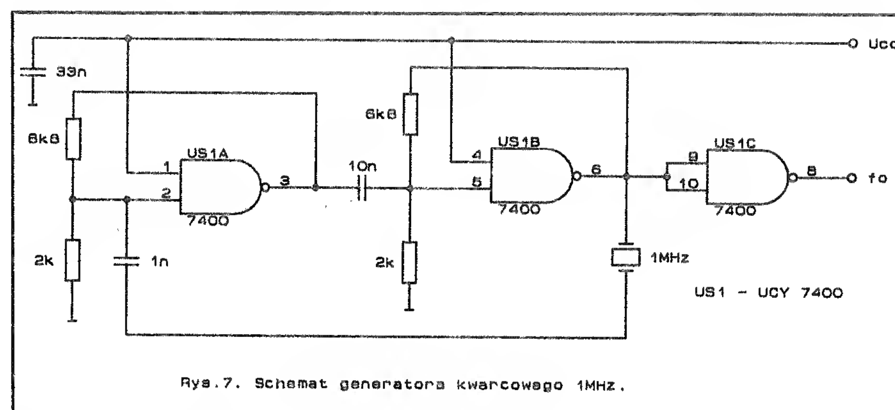
Rys.4. Schemat generatora impulsów szpilkowych.



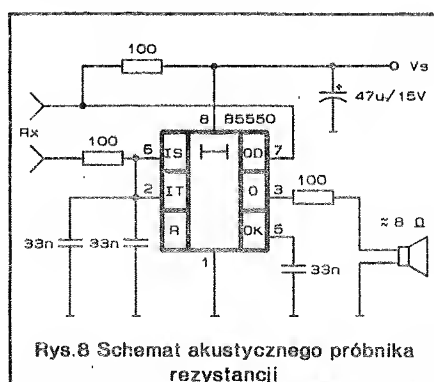
Rys.5. Schemat uniwersalnego generatora.



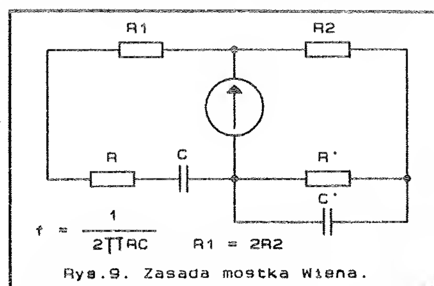
Rys.6 Schemat prostego RC-TTL - generatora



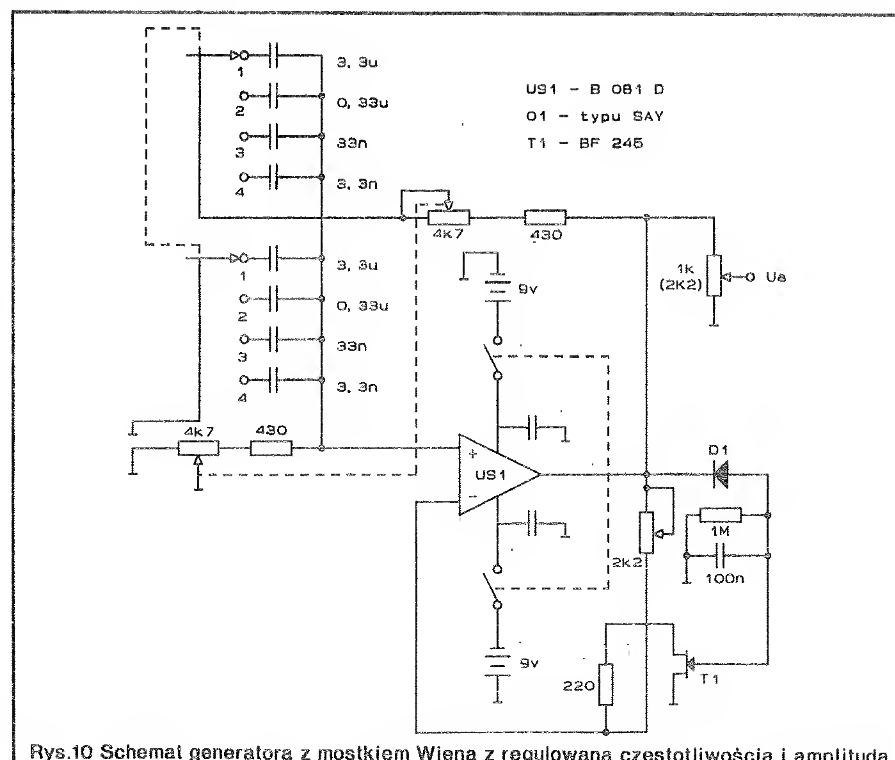
Rys.7. Schemat generatora kwarcowego 1MHz.



Rys.8 Schemat akustycznego próbnika rezystancji



Rys.9. Zasada mostka Wiena.



Rys.10 Schemat generatora z mostkiem Wiena z regulowaną częstotliwością i amplitudą

impuls - pauza 2.5. Sygnał posiada kształt do przyjęcia, tak że można zrezygnować z dodawania bramek. Możliwe jest zmienianie wartości rezystorów o ±50%. Dla dokładnego strojenia częstotliwości jest wmontowany trymer. W miejsce kondensatora może być zastosowany kwarc. Niestety kwarc 216kHz jeszcze nie inicjuje oscylacji. Użycie stabilizacji kwarcowej niskiej częstotliwości z bramkami logicznymi jest niewątpliwie generalnym problemem.

Obciążenie kwarcu przez równolegle połączone rezystory jest ważne i wpływa negatywnie na metody pracy. Na Rys.7 pokazany jest układ z kwarcem 1000kHz. Obydwa układy pracują na równych zasadach, tylko ostatni jest trochę "wygodniejszy" z rozszerzeniem układów rezystorowych lepiej tłumiących drgania i na US1.3 jest dokładniej formowany sygnał wyjściowy. Dla układów ważne jest dobre odsprzężenie i przy tym żadne zakłócenia innych części układu nie będą występować.

Akustyczny próbnik rezystancji

Na Rys.8 pokazany jest układ z timerem B555D, który pracuje jako multiwibrator astabilny. Ustalające częstotliwość rezystory są tak zmieniane, że częstotliwość w używanym zakresie jest proporcjonalna do RX. Od przetwornika akustycznego (głośnik, słuchawki) oczekuje się, że częstotliwość w zakresie 100Hz do 10kHz będzie skutecznie przenoszona. Wartości rezystorów są wskazywane z praktycznego punktu widzenia i wynoszą 1kΩ (10kHz) i 100kΩ (100Hz). Ten mały pomocniczy generator jest używany z potencjometrem (ze skalą) albo z rezystorem odniesienia i bardzo dobrze nadaje się do sprawdzania długości przewodów.

Generator sinusoidalny

Na Rys.9 przedstawiony jest układ wykorzystujący zasadę mostka Wiena. Spadek napięcia zmiennego w układzie szeregowym RC jest przy częstotliwości rezonansowej dwa razy większy jak dla układu równoległego RC.

Na Rys.10 pokazana jest praktyczna realizacja generatora. Zbudowano tutaj wzmacniacz operacyjny, gdyż ze względu na symetryczne wejście nadaje się jako wzmacniacz w układzie mostkowym. Do regulacji pętli jako rezystor użyty jest tutaj tranzystor SFET. To gwarantuje napięcie wyjściowe około 1.5V (wartość efektywna) całkowitego zakresu regulacji. Zakresy przedstawione są poniżej:

Pozycja	fmin	fmax
1	10Hz	100Hz
2	100Hz	1kHz
3	1kHz	10kHz
4	10kHz	100kHz

Rezystor nastawny 2k2 jest ustawiany na optymalną wartość przy pomocy oscyloskopu. Potencjometr może być zarówno liniowy jak i logarytmiczny. Opłacalne jest tutaj również zastosowanie małej obudowy generatora. Zasilanie może być realizowane z sieci. Optymalnym rozwiązaniem jest zastosowanie transformatora dzwonkowego z diodą Zenera dla prostowania jednopołówkowego.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:

Fankamateur 6/89.

Obwód sprzężenia zwrotnego precyzyjnie stabilizujący poziom napięcia

Obwód ogranicznika składa się z wejściowego bufora (A1), wyjściowego - skalującego układu wzmacniacza napięciowego (A2), dwóch diod stabilizacyjnych Zenera (Z1 i Z2), oraz szeregu innych elementów biernych, które tworząc układ - Rys.1 dostarczają precyzyjnego bipolarnego stabilizowania poziomu w granicach 0 do ±11[V], przy zmiennym sterowaniu wejścia. Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmując wzmacniacze (A1) i (A2) oraz diody Zenera zapewnia stabilizację poziomu wyjścia z dużą dokładnością.

Wewnątrz zakresu stabilizacji poziomu (dla Ei w granicach $\pm V_L$ - Rys.1), diody Zenera są wyłączone (nie przewodzą), oraz wzmacniacz (A2) doprowadza zwrotnie swoje wyjście do odwracającego wejścia wzmacniacza operacyjnego (A1) przez rezystory R4 i R3. Równocześnie (A1) steruje układem (A2) poprzez dzielnik napięciowy R_v. Ujemne sprzężenie zwrotne wymusza na odwracającym wejściu (A1) napięcie równe napięciu na wejściu nieodwracającym (A1) - czyli na wejściu do układu stabilizatora - ogranicznika E1. Idąc dalej, obwód wymusza również, że napięcie na odwracającym wejściu (A2) będzie stabilizować się również na poziomie napięcia wejściowego E1 (w granicach gdy Ei nie przekracza $\pm V_L$). Na rezystancji R4 nie będzie żadnego spadku napięcia, ponieważ układ stabilizuje się do takiego stanu, aby do wejścia nieodwracającego (A1) nie wpływał żaden prąd przez R4. Konsekwentnie, nieodwracające wejście wzmacniacza (A2), którego poziom napięcia ustawiany jest potencjometrem R_v przy równoważeniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, musi również podążać za poziomem Ei i śledzić wszelkie zmiany na wejściu. Zamiast potencjometru R_v można użyć zwykłego dzielnika napięciowego, który dla danej aplikacji ustawi na stałe poziom stabilizowanego poziomu wyjścia. Wzmacniacz (A2) dostarcza do wyjścia poziom:

$E_o = (1 + R3/R2)E_v$,

$E_v = U_{Rv}$,

$-V_L < E_o < V_L$ oraz

$V_L = x[1 + (R3/R2)] (V_Z + V_F)$,

w tym wyrażeniu x jest częścią aktywną (ułamkiem) wartości aktywnej części R_v - Rys.1, V_Z - napięcie stabilizacji diody Zenera, V_F - napięcie przewodzenia diody Zenera.

Całkowita odpowiedź układu, jest po prostu odpowiedzią układu wzmacniacza napięciowego, jeżeli napięcia leżą wewnątrz ograniczonych poziomów ($-V_L$, $+V_L$).

Wzmacniacz (A1) generuje niewielkie odchylenia od idealnej odpowiedzi,

ponieważ układ (A2) wzmacnia (1 + R3/R2) razy każdy sygnał z (A1) (np. przesunięcia, dryfy, szumy). Jednak obwód wspólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego redukuje każdy błąd wynikający z (A1) i (A2). Podobnie, dzięki pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego łagodzone są błędy stabilizacji poziomu wyjścia, przez natychmiastową reakcję ujemnego sprzężenia zwrotnego. Prąd płynący w gałęzi diody Zenera zwiększa się, jeżeli poziom napięcia wejściowego przekroczy poziom stabilizacji $\pm V_L$. Podczas gdy układ stabilizuje poziom napięcia wyjściowego (napięcie na diodach Zenera przekracza poziom $\pm(V_Z+V_F)$ - dioda Zenera przewodzi), staje się z aktywnego wzmacniacza napięciowego (o wzmocnieniu (1 + R3/R2)) aktywnym źródłem napięcia odniesienia. Wobec tego na wyjściu potencjometru R_V panuje stały poziom napięcia $\pm(V_Z + V_F)$, gdzie x jest współczynnikiem podziału napięcia $(V_Z + V_F)$ dzielnikiem R_V. Nawet bardzo duże przesterowania na wejściu Ei, poza zakres $\pm V_L$, nie zmienią tego stanu układu, dopóki napięcie będzie się utrzymywać powyżej $\pm V_L$. Dopiero spadek napięcia Ei poniżej progu $\pm V_L$, spowoduje, że napięcie przychodzące na nieodwracające wejście wzmacniacza (A2) będzie współbieżnie (proporcjonalnie) monitorować stan napięcia wejściowego. Diody Zenera nie będą przewodzić, wobec tego nie będą tłumić zmian na wejściu Ei. Poziom stabilizacji V_L nie jest bezpośrednio zależny i limitowany przez typ diody Zenera - tzn. napięcie diody Zenera. Stabilność poziomu stabilizacji praktycznie wynosi około 5[mV].

Aczkolwiek ustawione napięcie diody Zenera (danym typem diody) oraz wzmocnienie pętli zamkniętej wzmacniacza (A2) ustawiają maksymalny poziom stabilizacji napięcia wyjściowego V_{LMAX}, określonego zależnością:

$$V_{LMAX} = x(V_Z + V_F)(1 + R3/R2),$$

dla x = 1.

Zastosowanie diody Zenera o napięciu 10[V] i jednostkowego wzmocnienia wzmacniacza (A2) może praktycznie pokryć zakres większości analogowych sygnałów z procesów sterowania itp. Niefortunnie dobrane napięcie diody Zenera może powodować spadek stabilności poziomu wyjścia. Diody Zenera o napięciu 10[V] posiadają pewien niezerowy współczynnik temperaturowy napięcia. W związku z tym na wyjściu może objawić się pewien dryf napięciowy. Dla diody Zenera 5,6[V] temperaturowe współczynniki kierunku przewodzenia łącza i kierunku zaporowego (przebicia Zenera) praktycznie równoważą się i znoszą się do zera. Wystawienie diody Zenera 5.6[V] czyli

$$(V_Z + V_F) \approx 6,2[V],$$

powoduje, że czysty dryf wypadkowy jest bliski zera. Spowodowane jest to zjawiskiem fizycznym występującym w diodach Zenera. Np. dla diody Zenera 5.6[V] przy przebiciu w kierunku zaporowym - zadziałanie diody Zenera jako stabilizatora - zachodzą równocześnie dwa zjawiska - zjawisko Zenera i zjawisko przebicia lawinowego. Dzieje się tak dla napięć około6[V]. Natomiast im wyżej lub niżej od tego napięcia wówczas bierze górę jedno z tych zjawisk, tzn.,że przewodzenie diody w kierunku zaporowym spowodowane zostanie dla napięć niższych - zjawiskiem Zenera, a dla napięć wyższych przebiciem lawinowym. W związku z tym najlepsze parametry stabilizacyjne mają diody stabilizacyjne o napięciu około 6[V].

Tak więc dla diody stabilizacyjnej o napięciu 5.6[V] maksymalny poziom napięcia wyjściowego E_0 wynosi:

$$V_{LMAX}=x(1+R3/R2)(V_Z+V_F)=$$

$$=1(1+10[k]/13[k])(5.6[V]+0.6[V])\approx 11[V]$$

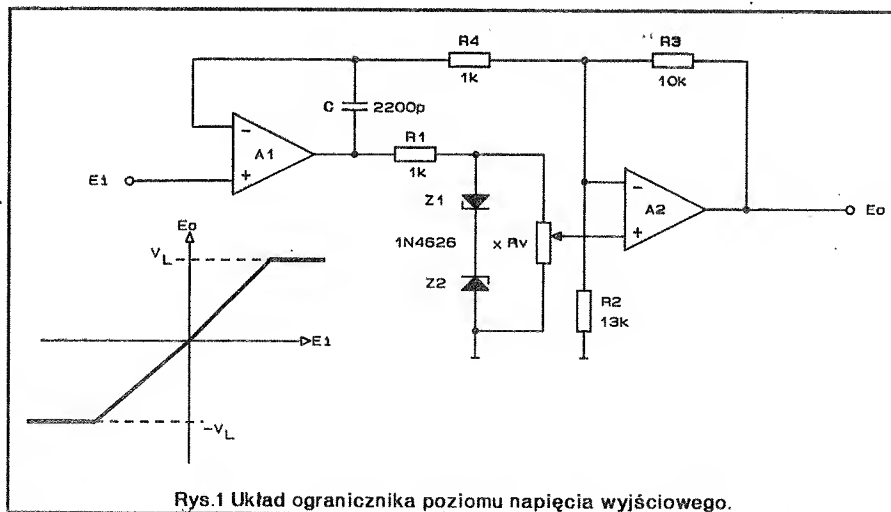
Praktycznie tolerancja stabilności diody Zenera determinuje w sposób zasadniczy dokładność poziomu stabilizacji układu.

Wzmocnienie ustawione rezystorami R2 i R3 nakłada dodatkowy błąd. Aczkolwiek regulując wzmocnienie tymi rezystorami można skompensować nawet bardzo duży błąd, pochodzący od błędu diody Zenera i błędu od tolerancji rezystancji. Dobierając napięcie diody Zenera, regulują R_V można zredukować błąd stabilizacji poziomu do mniej niż 1%. Bez zbytnich zabiegów przy doborze parametrów elementów układu 5% błąd stabilizacji napięcia diody Zenera wpływa na pracę układu zasadniczo, ale obwód nadal stabilizuje poziom choć z większym błędem. Dla stabilizacji częstotliwościowej rezystor R4 i kondensator C usuwają możliwość wzbudzenia się układu (A1).

Dla bardzo wysokich częstotliwości kondensator C zwiera na krótko wyjście (A1) do wejścia odwracającego (A1). Wówczas (A1) i (A2) pracują w autonomicznych pętlach sprzężenia zwrotnego i cały układ jest stabilny, jeżeli poszczególne stopnie (A1) i (A2) będą stabilne.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
ED 4/89



Rys.1 Układ ogranicznika poziomu napięcia wyjściowego.

Multimetr jako miernik częstotliwości

Przy wykorzystaniu układu pokazanego na Rys.1 multimetr cyfrowy można przekształcić w miernik częstotliwości. Sygnał wejściowy po dowolnie wybranym podziale w układach IC3-a, b i IC4-a generuje bardzo wąski impuls na wyjściu drugiej bramki NOR, który jest wykorzystany do wysterowania 14-stopniowego licznika binarnego IC1. Liczenie przebiega pod kontrolą oscylatora kwarcowego do chwili, aż Q10 osiągnie stan 1, po czym oscylator zatrzyma się.

Kwarc gwarantuje, że przerwa pomiędzy "reset" i "stop" jest stabilna i dokładna. Szerokość tej przerwy wynosi:

$$Tc = 1/14.3 \times 512 = 35.8\mu s.$$

Cały okres trwa $T = 1/f_{IN}$, tak więc średnie wyjściowe napięcie sterujące

wynosi:

$V_o = V_{dd} \times T_c/T = V_{dd} \times T_c \times f_{IN}$,

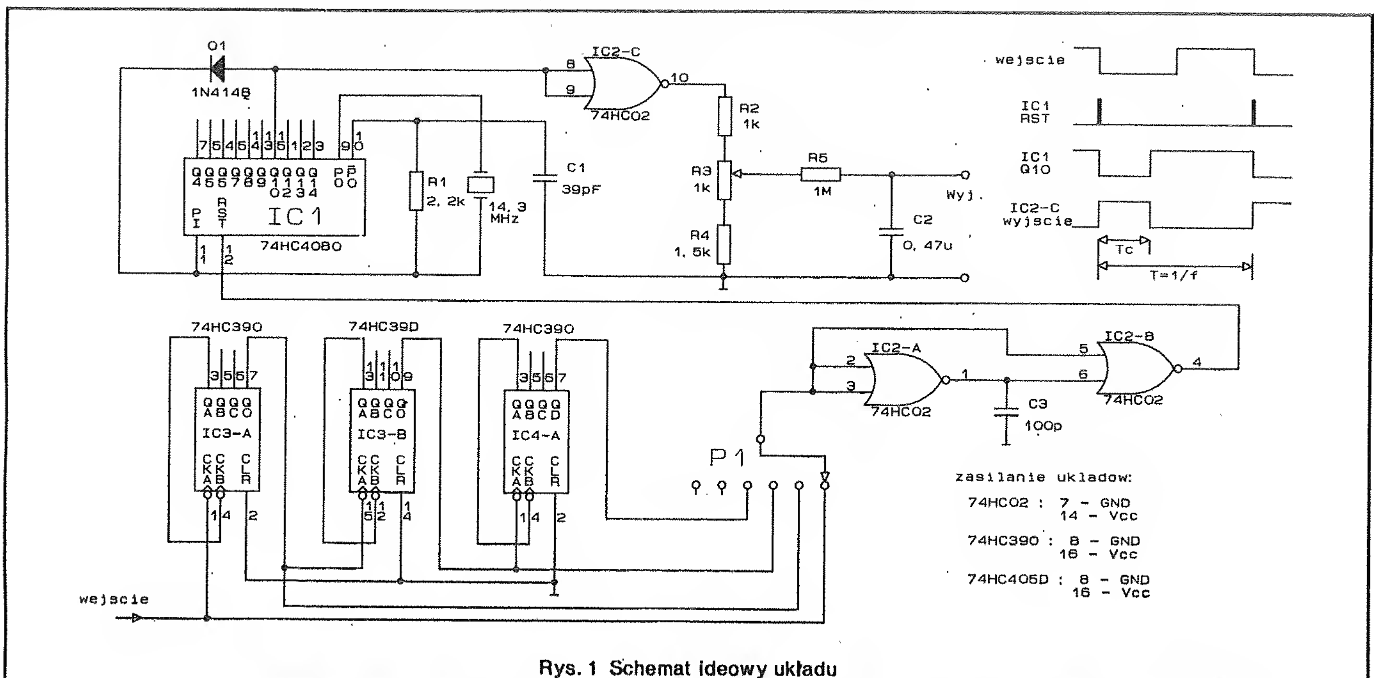
gdzie Vdd - napięcie zasilania.

Ponieważ Vdd i Tc są wielkościami stałymi, napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do wejściowej częstotliwości. R5 i C5 wygładzają falę prostokątną tak, aby napięcie sterujące mogło wysterować woltomierz. Pozycje przełącznika P1 umożliwiają uzyskanie pełnego zakresu od 19.99kHz do 19.99MHz. W celu wykalibrowania należy ustawić R3 tak, aby na wyjściu było 1.9V przy częstotliwości 19kHz.

mgr inż. Jolanta Dąbrowska

Opracowano na podstawie:

ELECTRONICS WORLD wrzesień 1991

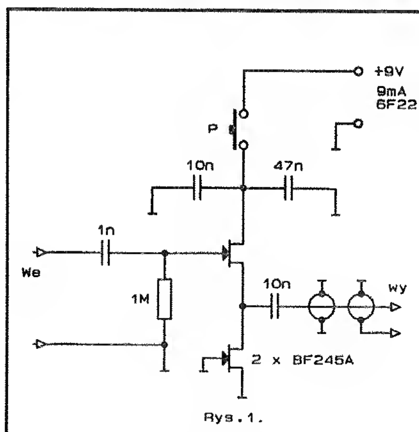


Rys. 1 Schemat ideowy układu

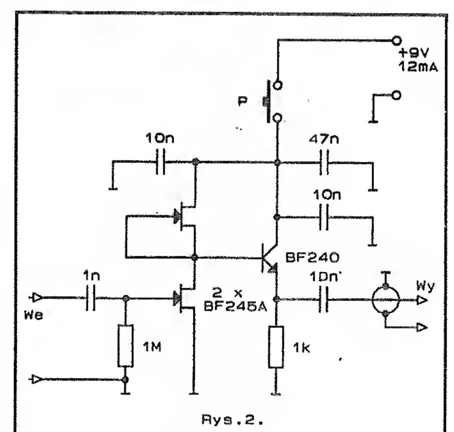
Aktywne sondy w. cz. do częstościomierza cyfrowego

Większość częstościomierzy cyfrowych posiada na wejściu wzmacniacz z tranzystorem polowym. Jednakże przy pomiarach w. cz., wysoka impedancja wejściowa miernika jest niweczona przez pojemność kabla (przeciętnie kilkadziesiąt do ponad stu pF - w zależności od długości kabla). Dlatego w wielu przypadkach jest celowe stosowanie aktywnych sond w. cz. Trzy takie układy przedstawiono na Rys.1, 2 i 3. Sonda z Rys.3 posiada na wejściu pętlę - 1 zw. drutu 1...2mm o średnicy kilku cm. Przy pomiarze częstotliwości generatora w. cz. wystarczy taką sondę zbliżyć do cewki generatora.

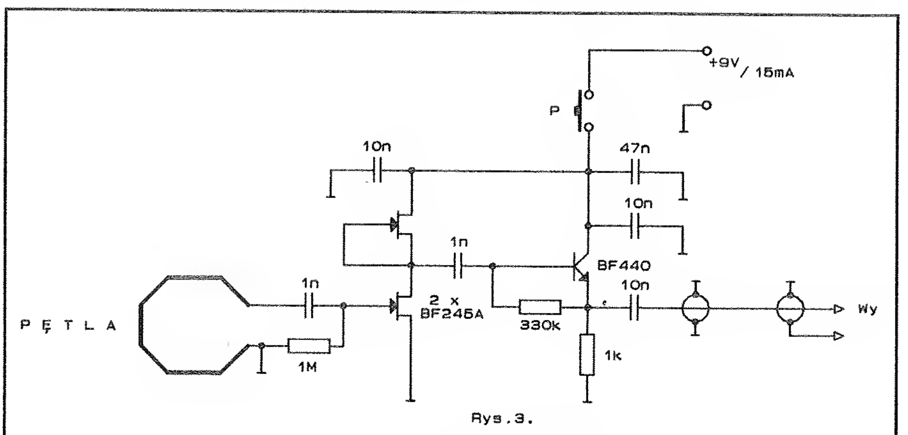
Andrzej Kusiak



Rys.1.



Rys.2.



Rys.3.
